
RADIO PLANS
ELECTRONIQUE Loisirs
ISSN 0033 7668
N° 457 Décembre 1985 16 f
Réalisez
Une carte de dématriçage et de commutation péritel
Votre téléphone électronique : le circuit hybride
Stroboscope pour réglage de l'avance à l'allumage
µ informatique
Le dépannage des micro-ordinateurs
Interface voltmètre
Technique
Les convertisseurs de tensions (suite)
T 2438 - 457 - 16,00 F
Belgique: 97 FB - Suisse: 4 FS - Canada $: 2 - Espagne: 220 Pesetas - Tunisie: 1,38 Dinar
STROBOSCOPE
AUTOMOBILE

RADIO PLANS
ELECTRONIQUE Loisirs

Société Parisienne d'Edition
Société anonyme au capital de 1 950 000 F. Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris. Direction-Rédaction-Administration-Ventes : 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19 - Tél. : 200.33.05.

Président-Directeur Général
Directeur de la Publication
Jean-Pierre VENTILLARD

Rédacteur en chef
Christian DUCHEMIN

Rédacteur en chef adjoint
Claude DUCROS

Courrier des lecteurs
Paulette GROZA

Publicité : Société auxiliaire de publicité, 70, rue Compans, 75019 Paris. Tél. : 200.33.05 C.C.P. 37-93-60 Paris.
Chef de publicité : **Mlle A. DEVAUTOUR**
Service promotions : **Mmes Martine BERTHE**
et **Michèle POMAREDE**
Direction des ventes : J. PETAUTON

Abonnements : 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.
France : 1 an **120 F** - Étranger : 1 an **213 F** (12 numéros).
Pour tout changement d'adresse, envoyer la dernière bande accompagnée de 2 F en timbres.
IMPORTANT : ne pas mentionner notre numéro de compte pour les paiements par chèque postal.

OJD — DIFFUSION · PUBLICITÉ — 1984

Ce numéro a été tiré à 91300 exemplaires

N° de commission paritaire 56 361

Dépôt légal décembre 1985 - Éditeur 1334 - Mensuel paraissant en fin de mois. Distribué par S.A.E.M. Transport-Presse. Composition COMPOGRAPHIA - Imprimerie SNIL Aulnay-sous-Bois et REG Torcy.

COTATION DES MONTAGES

Les réalisations pratiques sont munies, en haut de la première page, d'un cartouche donnant des renseignements sur le montage et dont voici le code :

temps :

⧗	Moins de 2 h de câblage
⧗⧗	Entre 2 h et 4 h de câblage
⧗⧗⧗	Entre 4 h et 8 h de cablage
⧗⧗⧗⧗	Plus de 8h

difficulté :

1	Montage à la portée d'un amateur sans expérience particulière
2	Mise au point nécessitant un matériel de mesure minimum (alim., contrôleur)
3	Montage nécessitant des soins attentifs et un matériel de mesure minimum
4	Une excellente connaissance de l'électronique est nécessaire ainsi qu'un matériel de mesure évolué (scope, géné BF, contrôleur, etc.)

dépense :

$	Prix de revient inférieur à 200 F
$$	Prix de revient compris entre 200 F et 400 F
$$$	Prix de revient compris entre 400 F et 800 F
$$$$	Prix de revient supérieur à 800 F

SOMMAIRE

N° 457 decembre 1985

Réalisation

19 Carte d'adaptation voltmètre pour micro ordinateur

31 Un détecteur de touches pour la pêche

41 Votre téléphone électronique à la carte

45 Console AC ODDY. Module master, sortie ligne

59 Expanseur de dynamique stéréo

67 Carte de commutation et de dématriçage

76 Intégrateur posemètre

79 Stroboscope pour automobile

Ce numéro comporte un encart jeté
EDITIONS WEKA

Micro·Informatique

71 Dépannage des micro ordinateurs

Technique

93 Les asservissements linéaires

97 Les convertisseurs

Divers

37 Détaillants qui êtes-vous ? Mabel

65 Infos

Ont participé à ce numéro :
J. Alary, C. Basso, M .Barthou, S. Bresnu, J. Ceccaldi, M.A. de Dieuleveult, G. Ginter, P. Gueulle, C. de Maury, J.C. Pougnard, M. Rateau, R. Rateau, R. Schnebelen, J.P. Signarbieux, P. Wallerich.



KITTRONIC COMPOSANTS
M. MOOSAVI 1, rue Chanoine Gage F68300 SAINT-LOUIS ☎ (89) 67.06.24

LIN.SPECIAUX	
CA 3046	6,50 F
CA 3140E	7,50 F
CA 3161E	12,00 F
CA 3162E	49,00 F
ICL 7106CPL	68,00 F
ICL 7107CPL	68,00 F
ICL 8038	56,00 F
ICM 7555	17,00 F
L 120	27,00 F
L 146	22,00 F
LF 356N	6,80 F
LF 357N	7,50 F
LM 10CLH	60,00 F
LM 10CLN	45,00 F
LM 309K	8,00 F
LM 360 = UA 760	68,00 F
LM 3914	38,00 F
M 192 B1	27,00 F
M 193 CB1-	120,00 F
MC 1458P	5,00 F
MC 1496	7,50 F
NE 555	4,00 F
NE 556	6,00 F
NE 592	12,00 F
S 042P	15,00 F
S 89	130,00 F
S 178A	170,00 F
S 187A	130,00 F
SAA 1004	9,00 F
SAB 0600	28,00 F
SN 1681	18,00 F
SN 29752	22,00 F
SP 8668B	640,00 F
SP 8680B = 11C90	120,00 F
TBA 120S	4,00 F
TBA 510	14,00 F
TBA 900Q	30,00 F
TBA 970	29,00 F
TDA 1010A	12,00 F
TDA 1034 = NE5534	15,00 F
TDA 2002	12,00 F
TDA 2003	12,00 F
TDA 2593	18,00 F
TDA 4560	38,00 F
ULN 2003	9,00 F

74 LS	
00	3,80 F
04	3,60 F
06N	6,90 F
07N	8,80 F
10	3,60 F
30	3,60 F
32	3,60 F
37	3,60 F
38	3,60 F
73	4,80 F
74	4,80 F
122	5,80 F
123	6,70 F
132	6,90 F
138	6,90 F
139	6,90 F
151	7,80 F
157	7,80 F
164	7,80 F
174	7,20 F
193	7,20 F
240	8,90 F
241	8,50 F
242	8,50 F
243	8,50 F
244	8,80 F
245	9,80 F
247	8,50 F
251	6,30 F
253	6,40 F
257	6,70 F
266	5,00 F
273	9,80 F
283	6,60 F
367	4,50 F
373	9,30 F
374	8,80 F
540	9,30 F
541	9,90 F
629	12,40 F
640	12,80 F
645	12,80 F

CI Japonais	
BA 532	24,00 F
HA 1366	22,00 F
HA 1366WR	24,00 F
HA 1377A	36,00 F
LA 4102	14,00 F
LA 4420	19,00 F
LA 4430	19,00 F
LA 4440	39,00 F
LA 4460	28,00 F
LA 4461	28,00 F
M 51513	28,00 F
M 51515	28,00 F
M 51516	34,00 F
M 51517	39,00 F
STK 465	160,00 F
STK 070	340,00 F
STK 463	120,00 F
TA 7204	16,00 F
TA 7205	15,00 F
TA 7217	22,00 F
TA 7227	36,00 F
UPC 1156H	18,00 F
UPC 1181H	16,00 F
UPC 1182H	16,00 F
UPC 1230H	29,00 F
UPC 575C	15,00 F
UPC 592H	15,00 F

Mém.+ MicroproC.	
2102(AMD)	9,00 F
2114	22,00 F
2708	25,00 F
2716	25,00 F
2732	35,00 F
2764	38,00 F
27128	48,00 F
4164-15	14,00 F
6116-15	32,00 F
6502	58,00 F
8214	38,00 F
8224	48,00 F
9321	15,00 F
9340	38,00 F
9367	265,00 F

C.MOS	Prix
4011	3,20 F
4013	3,20 F
4016	3,20 F
4017	4,80 F
4020	4,90 F
4023	2,80 F
4028	3,50 F
4053	5,80 F
4528	6,90 F
4584 = 40106	3,80 F

KITTRONIC COMPOSANTS
1 RUE DU CHANOINE GAGE 68300 SAINT LOUIS
TEL. 89.67.06.24

Offre valable dans la limite des stocks dispo.

Paiement par chèque ou mandat à la commande
Frais de port: 25 F pour envois en recommandé
40 F en contre remboursement
Franco à partir de 1.000 F d'achats
Remise de 10% à partir de 2.000F d'achats
" 20% à partir de 5.000F d'achats
Minimum de commande: 100 F.

KN ELECTRONIQUE

100 Bd Lefebvre - 75015 Paris - Tél. 828.06.81 - Métro : Pte de Vanves

VENTES AUX PROFESSIONNELS — DETAIL — EXPORT — EXPEDITION FRANCE ETRANGER

MESURES TORG

GARANTIE 1 AN pièce et M.O.

Tous livrés avec malette en alu cordons, pointe de touche et piles.

- **U 4315 :**

PROMO

20 000 ohms/V courant continu
précision ± 2,5 % c. continu
± 4 % c. alternatif
10 gammes de 10 mV à 1000 V continu
9 gammes de 250 mV à 1000 V alternatif
9 gammes de 5 mA à 2,5 A continu
7 gammes de 0,1 mA à 2,5 A alternatif
5 gammes de 1 ohm à 10 M.ohms en ohm mètre
2 gammes de 100 pF à 1 MF en capacités
– 16 à + 2 dB échelle directe en décibels

Prix : **183 F**

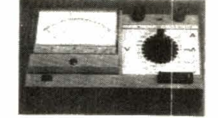


- **U 4317 :**



20 000 ohms/V c. continu
AVEC DISJONCTEUR AUTOMATIQUE contre toute surcharge
Précision : ± 1,5 % c. continu
± 2,5 % c. alternatif
10 gammes de 10 mV à 1000 V continu
9 gammes de 50 mV à 1000 V alternatif
9 gammes de 5 µ A en ampères continus
9 gammes de 25 µ A à 5 A en ampères alternatifs
5 gammes de 1 ohm à 3 M.ohms en ohm mètre
– 5 à + 10 dB échelle directe en décibels.

Prix : **280 F**



- **OSCILLOSCOPE « CI 94 »**

PROMO

de 0 à 10 MHz
déviation verticale simple trace
10 mV à 5 V/division
déviation horizontale : base de temps déclenchée
vitesse de balayage 0,1 µ.s/division à 50 m.s/division
Livré avec 2 sondes : 1/10 et 1/1

Prix : **1450 F**



- **PINCE AMPEREMETRIQUE : U 91**

PROMO

mesure en alternatif 50 Hz, 0-10-25-100-500 A en 4 gammes
0-300-600 V, 2 gammes

Prix : **235 F**

EXP. : minimum 50 F + port – 1 kg : 25 F, + 1 kg : 33 F.
Paiement : CR + 21,50 F soit mandat ou chèque : à la commande.
Ouvert du mardi au samedi de 9 h 30 à 13 h et de 14 h à 19 h 30.

PROTEGEZ !

Avec TROPICOAT
vernis spécial circuits imprimés et THT.

Jelt
TROPICOAT
V1
VERNIS ELECTRONIQUE SPECIAL CIRCUIT IMPRIMÉ
ELECTRONIC VARNISH SPECIAL FOR PRINTED CIRCUIT

ET TOUTE UNE GAMME DE PRODUITS POUR L'ELECTRONIQUE.

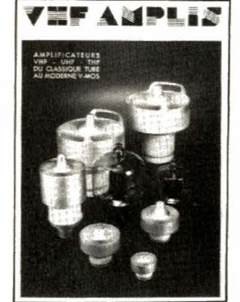
Documentation gratuite sur demande à :
157, rue de Verdun, 92153 Suresnes

Jelt

SM ELECTRONIC

20 bis, rue des Clairions - 89000 Auxerre
Tél. : 86.46.96.59

VHF AMPLIS



Nouveau !

D'après VHF-Communications.
Des amplificateurs de 144 MHz à 2,4 GHz !
L'amplificateur est un étage complémentaire d'une station VHF/UHF, souvent indispensable dans certaines conditions et facile à réaliser. VHF AMPLIS propose une vingtaine de montages, tant à partir des classiques tubes de puissance, qu'avec les modernes transistors V-MOS.

En annexe : les notices techniques EIMAC.
240 pages.

Prix : 178 F (port 9,50 F).

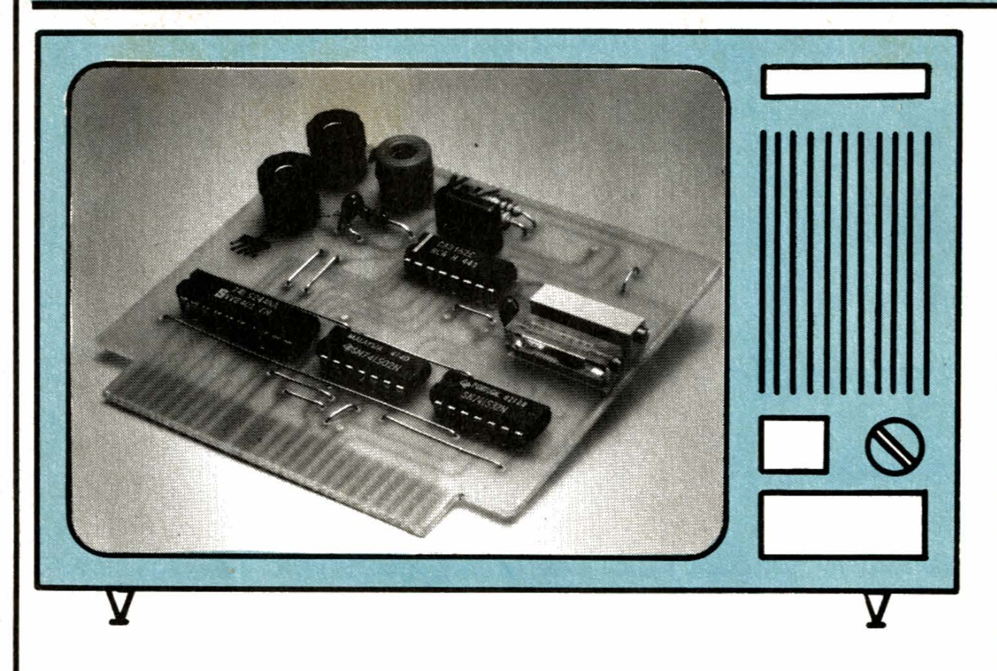
VHF ANTENNES

2[e] édition - 264 pages.



D'après VHF-Communications.
Un ouvrage technique incontesté sur les antennes VHF, UHF et SHF (137 MHz - 24 GHz). Du calcul de base aux réalisations pratiques, en passant par les aspects complémentaires (azimuts, paraboles, construction d'une Horn 10 GHz, baluns, guides d'ondes 24 GHz, polarisation, réception satellites météorologiques 137 MHz, etc).
Prix : 110 F (+ 9,50 F de port).

SUPPLEMENT VHF ANTENNES — Pour ceux qui ont déjà VHF ANTENNES 1[re] édition ; fascicules comportant les 42 pages supplémentaires de la seconde édition.
Prix : 21 F (+ 3,50 F de port).



temps : ⌛ ⌛
difficulté :
dépense : $ $

Interface voltmètre pour microordinateur

LE mois dernier, nous avons décrit une carte d'interfaçage universelle. Aujourd'hui, comme première application nous présentons cette carte voltmètre, qui va remplacer avantageusement un galvanomètre à aiguilles et présenter un affichage original. En fait, la présentation sera liée à vos talents de programmation.

Cette carte bénéficie d'une mise en œuvre originale, par le composant utilisé. Ce dernier, un convertisseur A/D, prévu pour « multimètres », ou appareils de mesure à affichage digital, cohabite fort bien avec un microprocesseur, comme vous allez pouvoir en juger...

Généralement, lors de mesures analogiques couplées à un microordinateur, l'interface associé utilise un convertisseur analogique/digital spécifique pour travailler directement sur un bus de microprocesseur comme par exemple l'ADC 0817 qui sera utilisé prochainement. Il y a alors plusieurs façons d'entreprendre la conception et l'utilisation suivant les facteurs déterminants, citons la résolution, la précision et la rapidité de conversion. Ce montage, destiné à remplacer un galvanomètre à aiguille pour des mesures statiques, va permettre d'oublier un peu le facteur rapidité... La précision, facteur intrinsèque du circuit, sera imposée par le constructeur, suivant la version choisie. Mais ici, notre critère primordial, sera une résolution honnête pour un très faible coût...

La plupart des convertisseurs travaillent sur 8 bits, mais également sur 10 et 12 bits, et parfois plus ; si nous nous limitons aux composants courants, on remarque que la majorité travaille en 8 bits... mais qu'ils n'offrent que 2^8 niveaux possible, soit donc 256 points de mesure, ce qui reste trop faible. Avec le nombre de bits, croît le coût du convertisseur, d'où cette solution originale qui est en fait un compromis : on utilise un circuit prévu pour attaquer directement un bloc d'affichage, multiplexé... Notre choix s'est porté sur le CA 3162 E car son prix est très compétitif, par rapport à des modèles tel que ICL 7107... et plus facile à mettre en œuvre. Voici donc tracée, l'idée de départ de notre cahier des charges.

Le CA 3162 E

Ce circuit, conçu par RCA initialement pour des voltmètres numériques économiques, ne nécessite qu'un décodeur et trois afficheurs pour fonctionner. Quelques éléments passifs entourent ce circuit et permetter le réglage. La **figure 1 a** en rappelle le synoptique et la **figure 1b** son schéma fonctionnel. Ce

Figure 1a : Schéma synoptique d'utilisation du CA 3162 E

Figure 1b : Schéma fonctionnel du CA 3162 E

convertisseur fonctionne selon le principe double rampe sur lequel nous ne nous attarderons pas. L'amplitude de mesure va de − 99 à + 999 mV, soit donc une résolution de 1098 points ! Mieux que 2^{10}, donc mieux qu'avec un système 10 bits. Le cycle de mesure est réglé par une horloge interne, à environ 786 kHz qui après division fournit la fréquence de multiplexage de 384 Hz et le nombre de cycles de mesures, 96 ou 4, par seconde. Soit donc un temps de conversion de 10 ou 250 ms, amplement siffisant pour l'application envisagée. Il ne nécessite qu'une alimentation positive de + 5 V et ne consomme que 35 mA, dans le pire des cas. Son impédance d'entrée est très élevée, environ 100 MΩ, pour un courant de polarisation maximum de 80 nA. Il est aussi prévu pour indiquer un dépassement positif ou négatif et sa précision sur la mesure est de 0,1 %, sous réserve d'un calibrage de même précision. Seulement l'affichage limite cette précision à +/− 1 digit, soit donc une marge d'erreur de 1 mV. On a donc avantage, comme pour toute bonne mesure, à utiliser au mieux le calibre, pour minimiser l'erreur résultante. L'affichage est multiplexé pour limiter le nombre de liaisons, et de pattes sur le boîtier. La **figure 2** en présente les chronogrammes, qui mettent en évidence la succession particulière des signaux de commande : en premier l'afficheur des centaines puis celui des unités, puis celui des dizaines ! Un quart du cycle complet reste réservé à la mesure effective. On se rappellera, qu'au moment où l'afficheur est sélectionné, le code BCD correspondant est disponible sur les sorties ABCD. Comme vous le remarquez sur ces chronogrammes, des pics parasites apparaissent, qui sont dûs à la conception même du circuit, et sans effet à la lecture, vu la persistance rétinienne de l'œil. Mais au niveau du microprocesseur ces pics seront « lus » et il faudra y penser...

C'est donc muni de tous ces détails, que nous pouvons passer à l'analyse du schéma de notre montage.

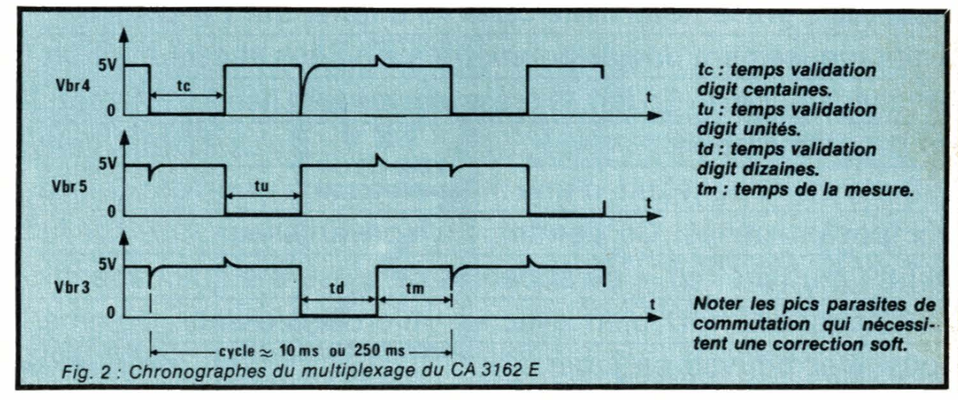


Fig. 2 : Chronographes du multiplexage du CA 3162 E

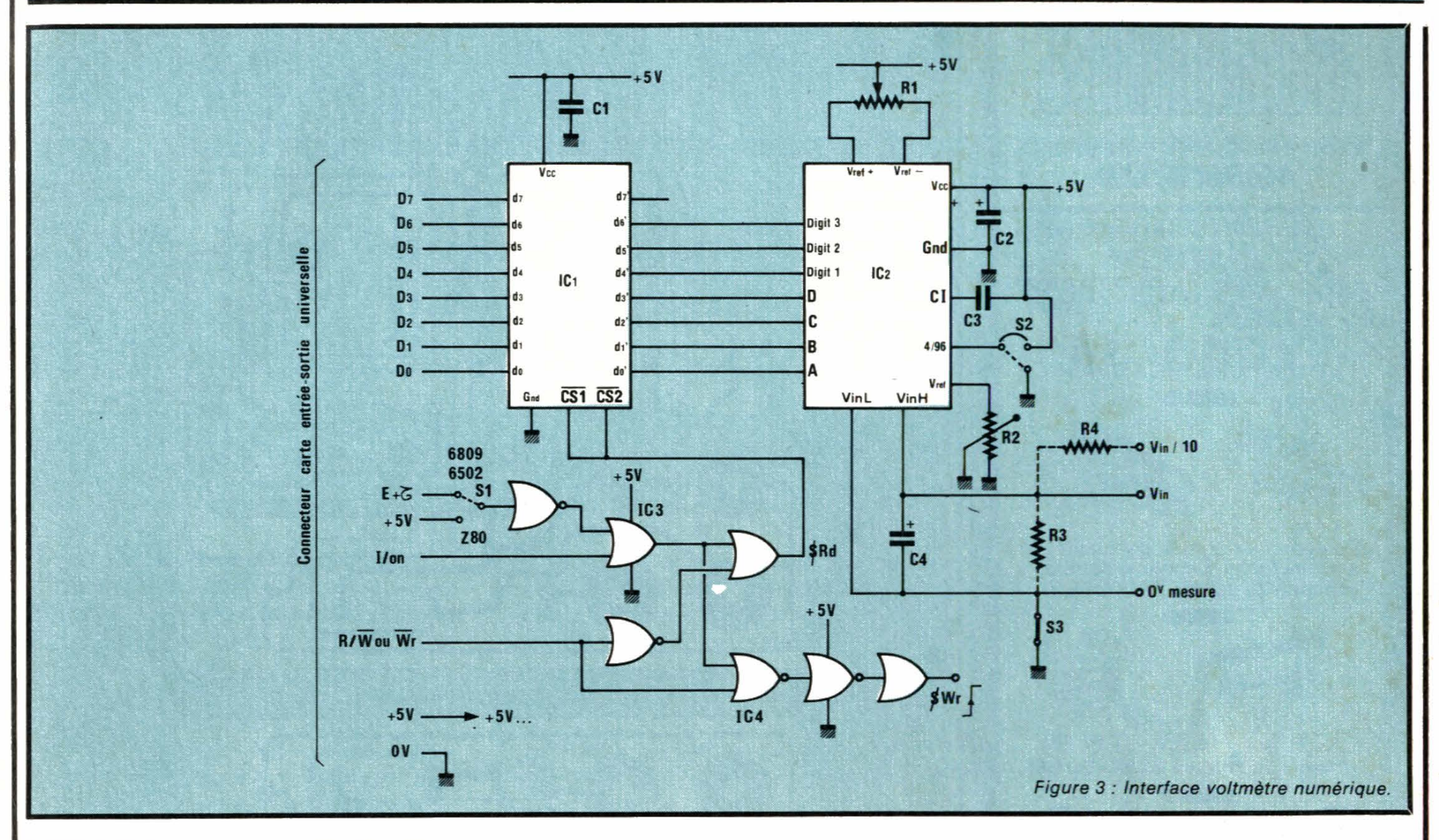


Figure 3 : Interface voltmètre numérique.

Schéma de principe

Celui-ci est donné en **figure 3.** On remarque tout de suite le circuit à droite qui n'est autre que le CA 3162 E précédemment décrit. Voyons sa mise en œuvre. La résistance R_2, en fait un potentiomètre miniature 10 tours, permettra d'ajuster le calibre, ce réglage rappelons-le, s'effectue à pleine échelle. La broche 6 va permettre de choisir la rapidité de mesure : Reliée à + 5 V, la rapidité est maximum, soit 96 mesures par seconde. Relié à la masse, on n'obtient que 4 mesures par seconde. On utilisera la rapidité maximum, mais le strap S_2 permettra le cas échéant, de modifier cette donnée. Il est à remarquer que si S_2 est remplacé par deux résistances de 10 kΩ, montées en pont diviseur, la mesure est mémorisée. Cette possibilité est ici inutile, car le microordinateur en est aussi capable...

C_3 est la capacité d'intégration qui régit tout le principe de la mesure et dont les caractéristiques sont « critiques » — Respectez donc le choix du type de condensateur, comme le précise la nomenclature. Il doit être à faibles fuites, et un modèle MKH convient donc parfaitement car stable en température. R_1 permettra d'ajuster le zéro (offset du convertisseur interne) et sera aussi un ajustable multitours. C_2 filtrera parfaitement la tension d'alimentation et C_4 évitera les sauts de mesures, si de petites distorsions parasites se superposent au signal de mesure. R_3 et R_4 constituent un atténuateur par 10, qui permet de disposer de deux calibres. A noter que $R_4 = 9R_3$, d'où la raison de la mise en parallèle de deux résistances pour R_4.

Maintenant, on relie cet ensemble, non pas à un bloc d'afficheurs, mais au bus du microprocesseur. Cette transmission se fera bien sûr par l'intermédiaire de la carte d'interface du mois précédent, mais aussi selon l'état d'IC_1, octuple tampon de bus. Celui-ci ne transmettra les données (code BCD et sélection du digit) sur le bus que si on sélectionne l'adresse désirée. Le rôle de IC_3 et IC_4 est donc de commander IC_1 suivant la validation, ou non, de l'adresse. Une partie du travail est faite sur la carte d'interface, aussi il ne nous reste plus qu'à conjuguer les différents signaux à travers un petit circuit logique. **$**Rd est donc le signal de commande, valable uniquement si on lit cette carte, à la bonne adresse. Ce décodage est valable aussi bien avec le Z80, que le 6502 ou le 6809. Un signal **$** Wr est aussi disponible et ce dernier peut-être utile, en cas de perfectionnement de votre part, pour réaliser une commutation automatique des calibres... Un synoptique est proposé en **figure 6.**

Le strap S_1 est à positionner suivant le microprocesseur qu'utilise votre microordinateur. Dans le cas du Z80 , la porte est reliée au + 5 V. Pour le 6502 et le 6809, S_1 est dans l'autre position pour synchroniser IC_1 par rapport à l'horloge du microprocesseur. Il est à noter qu'on utilise le signal d'horloge retardé, disponible sur la carte d'interface universelle. Le strap S_2 choisira la cadence des mesures. On le reliera au + 5 V, mais vous pourrez le modifier suivant votre utilisation.

Réalisation pratique

Le plan du circuit imprimé est donné aux **figures 4 et 5,** respectivement pour le tracé des zones cuivrées et l'implantation des composants. Ce dernier sera réalisé de préférence par méthode photographique, à cause de la finesse des bandes sous K_1. Passer entre les pattes d'IC_1 a été un choix un peu critique pour celui qui réalise le mylar, mais finalement préférable d'une part parce qu'il évite l'emploi d'un circuit double face plus complexe à réaliser et inutile vu le peu de composants utilisés, et d'autre part, respecte les tracés désormais classiques pour des périphériques de microprocesseur. On reproduira donc le tracé sur un mylar, à l'aide de

Figure 4 : Plan du circuit imprimé, à reproduire fidèlement.

Figure 5 : Implantation des composasnts : notez les straps de sélection S1 et S2 et S3 à supprimer si l'entrée différentielle flottante est désirée.

transferts et de rubans. Il conviendra d'être soigneux au niveau d'IC_1 et du connecteur. Une fois le mylar achevé, on passera à l'isolation et on révèlera la plaque. On veillera bien à pouvoir discerner une bonne netteté des tracés. La dernière étape sera la gravure, dans l'immuable bain de perchlorure de fer, qu'on chauffera à 37° C environ pour augmenter son efficacité. On surveillera cette opération de très près, et surtout, la plaque sera très bien rincée... pour éviter une oxydation future !...

La plaquette imprimée gravée, on pourra la protéger de l'oxydation, par un vernis en bombe (prévu pour !) ou par un étamage à chaud à l'aide d'un fer 60 W à grosse panne. L'étamage à froid est déconseillé, car il s'oxyde très vite à l'air... On percera maintenant la plaquette avec un forêt de 0,8 mm. Là aussi, un certain soin est souhaitable toujours pour la zone près d'IC_1.

Passons au montage : on commencera par implanter les straps, suivant le cas qui vous intéresse, puis les composants passifs, pour fi-

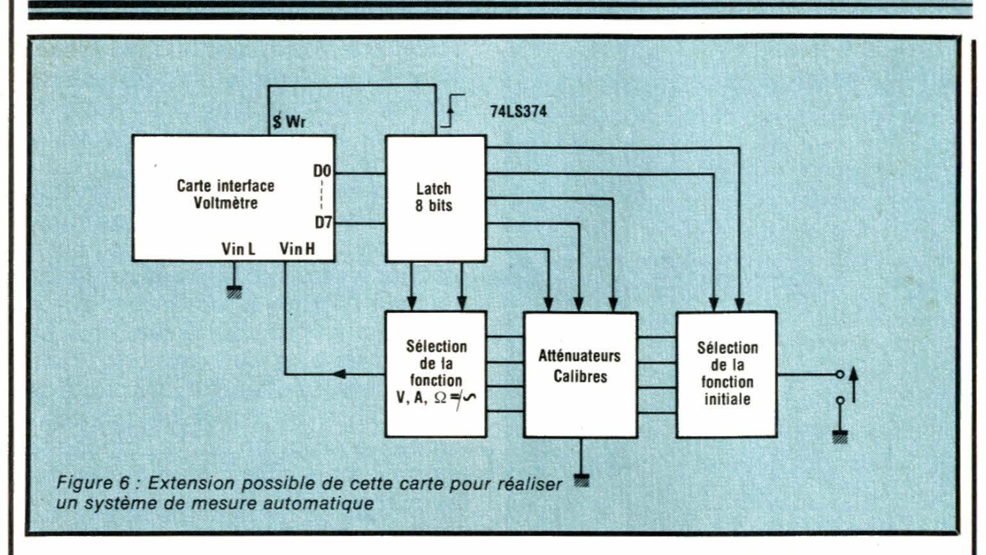


Figure 6 : Extension possible de cette carte pour réaliser un système de mesure automatique

nir par les circuits intégrés. Si vous n'êtes pas très sûrs de vous, utilisez pour IC_1 et IC_2 des supports de bonne qualité, mais cela risque parfois d'être gênant (temps de retard, problèmes de connectiques...). Attention, IC_1 est sensible aux fortes températures, comme celle de votre fer à souder. Alors ne l'oubliez pas dessus ! Le connecteur sera impérativement étamé, à défaut de dorure, mais l'étamage devra être fin, sous peine « d'encrasser » le connecteur femelle de la carte d'interfaçage.

Vérifiez bien la présence correcte de S_1 et S_2, et le bon sens (pas de publicité !) des circuits intégrés. Maintenant, il vous suffit d'insérer cette carte sur la carte-mère, au niveau du connecteur choisi, par exemple le dernier pour n'utiliser qu'un connecteur à décodage unique. En fait, il suffira de se rappeller ce choix pour le calcul de l'adresse du périphérique et de se méfier des limitations propres au système. Une connaissance détaillée des périphériques est nécessaire pour éviter les problèmes. Citons l'interface Kempston et le ZX SPDOS pour Spectrum, l'interface disquettes pour ORIC... Sinon corrigez le décodage de certaines connections de la carte mère pour votre cas particulier.

Essais et réglages

Le premier essai sera le contrôle du fonctionnement correct du microordinateur, après insertion de cette carte dans le connecteur choisi de la carte mère. Si l'ordinateur fonctionne et que la tension d'alimentation ne chute pas, c'est OK. Sinon reportez-vous le cas échéant au rectificatif, ou bien un des circuits serait en cause, ou alors il existe un court-circuit entre deux pistes, ou encore un problème sur la carte mère. Le problème rencontré serait alors un conflit de bus et le micro ne pourrait plus s'initialiser. Une méthode rigoureuse de vérification ou de dépannage serait l'examen des divers signaux à l'oscilloscope. Reportez-vous aux compléments de l'article « carte universelle » dans ce même numéro. Vérifiez aussi le câblage de votre cordon de liaison micro-carte-mère.

Maintenant, il faut créer le logiciel de lecture de la carte voltmètre pour l'ajuster. Si vous préférez ajuster votre carte de manière « hard », il vous suffira de réaliser le montage complémentaire de la **figure 10** en câblage volant et de procéder aux réglages, en choisissant l'afficheur considéré (commencez par les centaines pour finir par les unités pour le réglage du zéro). Ceci vous permettra de vérifier aussi votre logiciel, puisque vous connaîtrez alors le résultat de la mesure.

La **figure 7** précise l'organigramme de la routine, obligatoirement en langage machine, qui va stocker en mémoire le code du digit à afficher. L'auteur étant spécialisé Z 80, regrette de ne pouvoir donner le listing assembleur 6502 ou 6809. Mais l'organigramme devrait vous y aider. L'impératif de la routine est de lire le port correct, et d'isoler un des bits b_4, b_5 ou b_6 de l'octet et de vérifier sa validité 500 µs au moins. On rejette ainsi les pics parasites soulignés dans l'analyse du CA 3162. Une fois cette opération accomplie, on relit l'octet et on isole le code BCD que l'on transpose en code ASCII, (la **figure 8** vous y aidera) et on le stocke en mémoire pour l'exploiter en basic. Mais attention, il faut respecter l'ordre souligné au début, soit centaines - unités - dizaines, sinon la mesure sera fausse. Si vous n'êtes

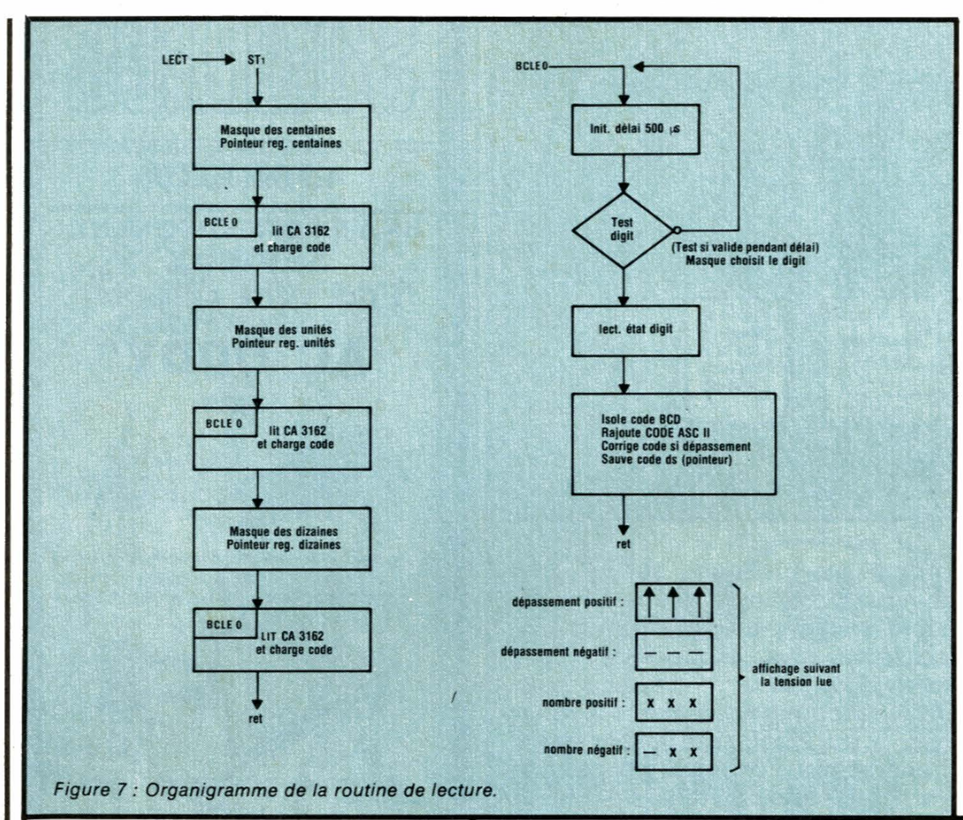
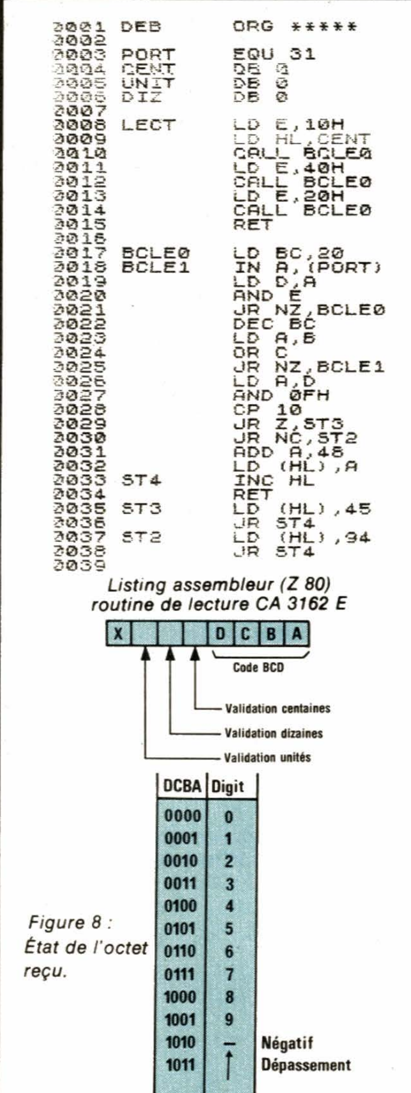


Figure 7 : Organigramme de la routine de lecture.

pas sûr de votre logiciel, il vous sera impossible de régler la carte en cas d'erreur. Utilisez alors le montage de la **figure 10**, sinon essayez votre logiciel sur le papier !

La routine machine étant en mémoire, tapez un petit programme basic pour appeller cette routine et afficher les trois caractères cent-diz.-unit. sur l'écran. A remarquer que si la carte n'est pas connectée, vous ne reviendrez plus au basic car le microprocesseur attendra la validité de b_4, b_5 ou b_6 qu'il n'obtiendra pas ! Lancez le programme. Si l'affichage exprime une valeur numérique ou les signaux de dépassement, c'est correct. Court-circuitez l'entrée (il est conseillé de relier $V_{in}L$ à la masse du montage, rôle de S_3. Si ce dernier n'est pas câblé, les entrées sont flottantes et cela pourrait vous poser des problèmes de réglage. Attention donc à ce petit strap) et réglez l'ajustable R_1 pour afficher « 000 ». Si vous n'y arrivez pas, vérifier les connexions d'entrée à IC_2 et votre



```
DEB     ORG *****

PORT    EQU 31
CENT    DB 0
UNIT    DB 0
DIZ     DB 0

LECT    LD E,10H
        LD HL,CENT
        CALL BCLE0
        LD E,40H
        CALL BCLE0
        LD E,20H
        CALL BCLE0
        RET

BCLE0   LD BC,20
BCLE1   IN A,(PORT)
        LD D,A
        AND E
        JR NZ,BCLE0
        DEC BC
        LD A,B
        OR C
        JR NZ,BCLE1
        LD A,D
        AND 0FH
        CP 10
        JR Z,ST3
        JR NC,ST2
        ADD A,48
        LD (HL),A
ST4     INC HL
        RET
ST3     LD (HL),45
        JR ST4
ST2     LD (HL),94
        JR ST4

```

Listing assembleur (Z 80)
routine de lecture CA 3162 E

DCBA	Digit	
0000	0	
0001	1	
0010	2	
0011	3	
0100	4	
0101	5	
0110	6	
0111	7	
1000	8	
1001	9	
1010	–	Négatif
1011	↑	Dépassement

Figure 8 : État de l'octet reçu.

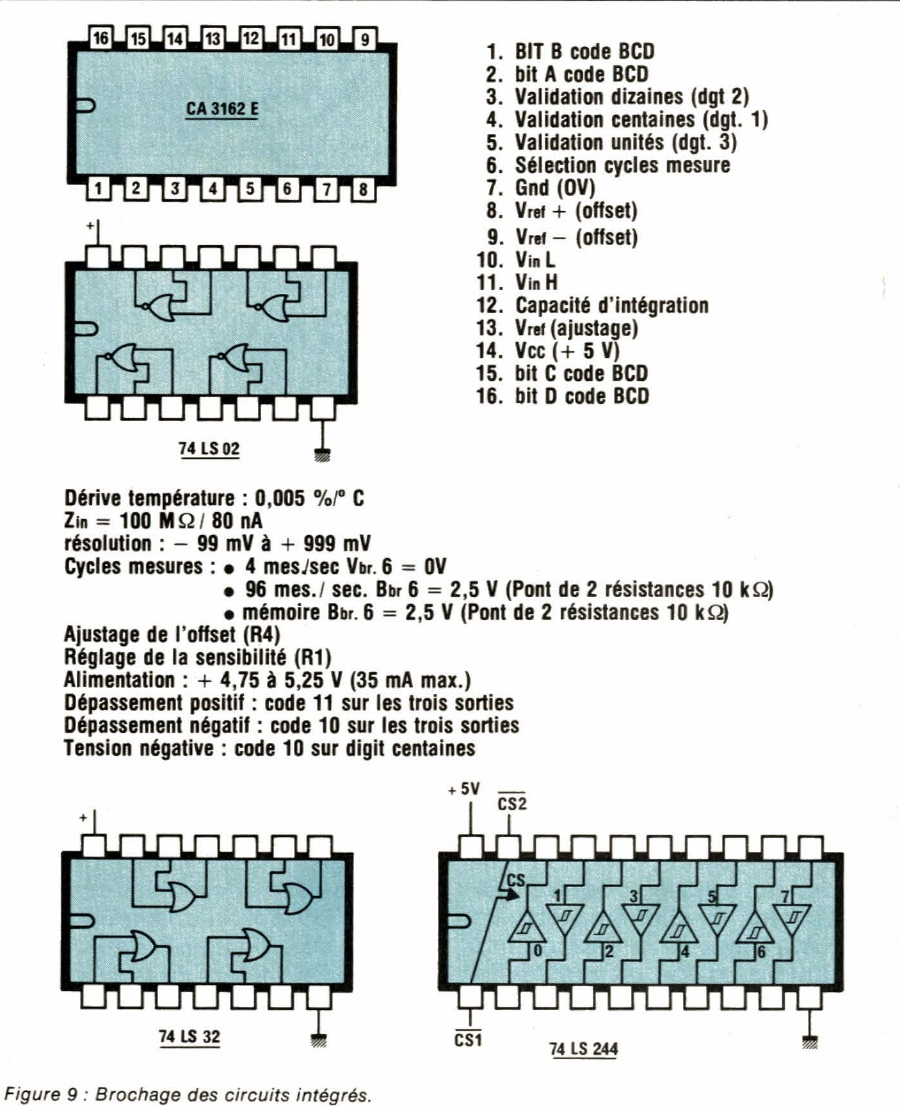


Figure 9 : Brochage des circuits intégrés.

programme, et si vous tournez en rond, utilisez le schéma de la **figure 10** pour lire les sorties du CA 3162 et vérifier par rapport à l'affichage sur l'écran. L'afficheur peut perturber les niveaux des br. 3, 4 et 5 et fausser la mesure par le micro, ne l'utiliser que temporairement pour vérifier. L'afficheur témoignera de l'état du CA 3162 E pour le digit considéré.

Cette opération étant menée à terme, on injectera un signal de 0,99 V calibré, c'est-à-dire précis. Pour ce faire, on pourra utiliser un pont diviseur potentiométrique avec un volmètre étalon en parallèle. On réglera alors R_2 pour afficher 999. Cette opération devrait se passer sans problèmes, sinon vérifiez les connections et la valeur de R_2.

La carte est maintenant étalonnée et opérationnelle avec son logiciel de lecture. A noter le bit 7 libre... Le temps de mesure est de 10 ms, mais le programme d'éxécution basic un peu plus long.

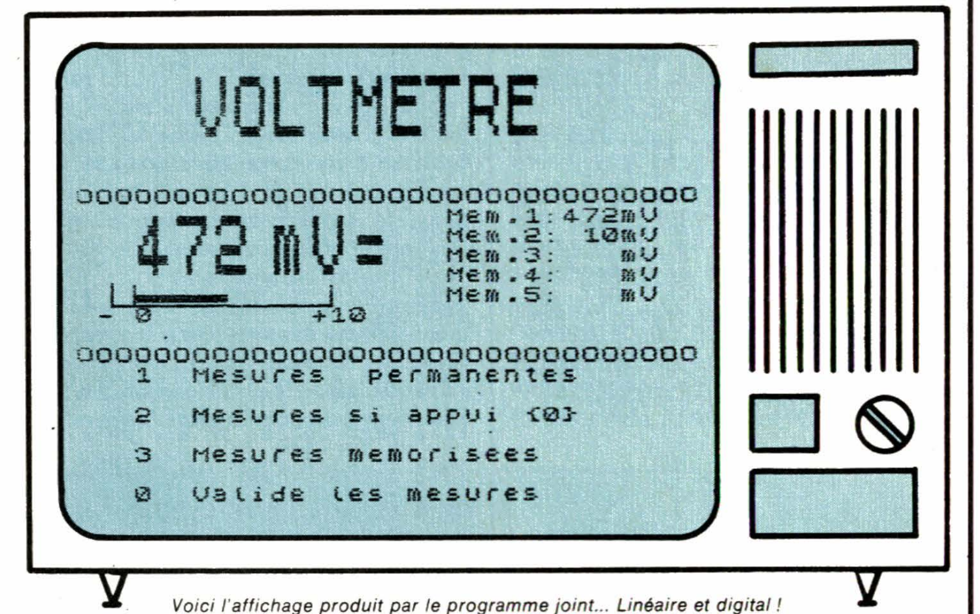
Pour aller plus loin...

Il serait possible de réaliser un petit multimètre analogique automatique, et c'était un désir de l'auteur mais la solution aurait pu être coûteuse pour la plupart des lecteurs. Car le seul problème est le choix des commutateurs de fonctions et de calibres ! Il faut qu'ils aient une faible résistance de contact, une résistance très élevée quand ils sont ouverts, et qu'ils soient protégés en cas d'erreur de manipulation. Des « commutateurs CMOS » ne conviennent donc pas, il faudrait se tourner vers les relais, miniatures ou REED. Mais là, le coût devient disproportionné... Si l'expérience vous tente, le principe en est donné en **figure 6.** Il suffira ensuite de vous baser sur de nombreux schémas parus...

Il est possible d'exploiter simplement les possibilités de cette carte, avec une présentation qu'envieraient les multimètres, grâce au basic. Un exemple de programme BASIC est proposé pour SPECTRUM. Là, l'adaptation ne devrait poser aucun problème. Ce programme offre l'avantage d'un affichage linéaire et digital, avec mémorisation et différents modes de mesure, comme en témoigne la recopie d'écran.

Voilà, le microordinateur, s'est maintenant taillé une place dans votre atelier, et vous verrez qu'avec les cartes suivantes, il pourra se rendre très utile ! Nous espérons que la mise en œuvre ne vous aura pas posé trop de problèmes, surtout du côté du logiciel, sinon faites nous-en part... mais avant, relisez bien l'article sur la mise en œuvre de la carte interface universelle et les explications propres à votre microordinateur. Ces dernières devraient vous aider à résoudre votre problème.

P. Wallerich



Voici l'affichage produit par le programme joint... Linéaire et digital !

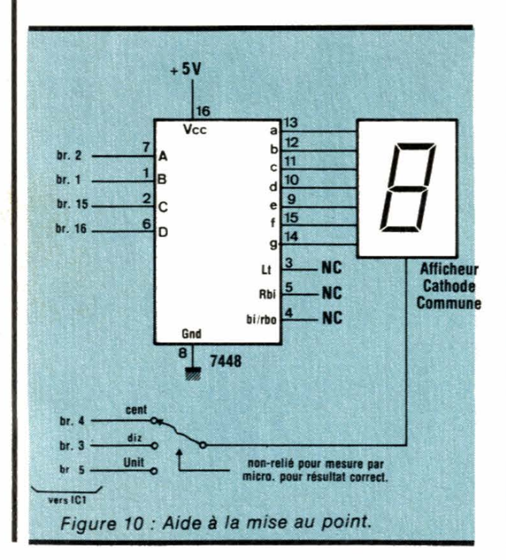


Figure 10 : Aide à la mise au point.

Nomenclature

Circuits intégrés

IC_1: 74LS244
IC_2: CA 3162 E
IC_3: 74LS32
IC_4: 74LS02

Résistances

R_1: Ajustable multitours 47 kΩ
R_2: Ajustable multitours 10 kΩ
R_3: résistance 100 kΩ 5 %
R_4: résistance 10// MΩ 5 % *

Condensateurs

C_1: condensateur 100 nF 63 V miniature (céramique facultatif non implanté)
C_2: condensateur 1 µF 10 V tantale
C_3: condensateur 100 nF MKH ou polypropylène (stable en température)
C_4: condensateur 0,1 µF 10 V tantale

Divers

Circuit imprimé
support 2 × 10 broches facultatif
support 2 × 8 broches facultatif
bornes de mesure
fil pour straps de sélection S_1 et S_2
carte interface pour microordinateur
soudure

* cf. texte.

```
   1 REM ******** VOLTMETRE CA31
52E   ©1985 *********
   3 CLEAR 65046
   4 REM Cree les routines machi
nes
   5 LET adr=65047: LET lign=800
0
   6 READ checksum: IF checksum=
20000 THEN GO TO 28
   7 READ a$
   8 FOR a=1 TO LEN a$ STEP 2
   9 LET n1=CODE a$(a TO a)-48:
LET n1=n1-7*(n1>9)
  10 LET n2=CODE a$(a+1 TO a+1)-
48: LET n2=n2-7*(n2>9)
  11 LET octet=n2+16*n1
  12 POKE adr,octet
  13 LET adr=adr+1
  14 NEXT a
  15 PRINT "Ligne de DATA's ";ST
R$ lign;" ";
  16 LET datas=0
  17 FOR n=adr-50 TO adr-1: LET
datas=datas+PEEK n: NEXT n
  18 IF checksum=datas THEN PRIN
T "correcte": LET lign=lign+10:
GO TO 6
  19 PRINT FLASH 1;"Erronnee!":
GO TO 6
  28 PRINT "Octets crees:sauvega
rde"
  29 SAVE "CODE volt.2"CODE 6504
7,320: REM SAVE *"m";1;"CODE vol
t.2"CODE 65047,320 dans le cas
de microdrives!
  30 STOP
8000 DATA VAL "04073","C3EEFE180
EC3A7FE24006D563D00000000000003A1
FFEE67FED5B365CFE203004ED5B7B5C6
F2600292929191107001 90E0811"
8010 DATA VAL "05100","000006087
E07F5CB13CB12F1CB13CB1210F3D52B0
D20E82A27FE7DE61F6F7C0F0F0FE6E08
56F7CE618F640670E08D106043A"
8020 DATA VAL "04692","1FFE17380
57223731807 7EB277237EB3772B247CE
607200E7CD608677DC6206F30047CC60
85710D70D20D1C91E102124FECD"
8030 DATA VAL "05828","BAFE1E40C
DBAFE1E20CDBAFEC9011400DB1F57A32
0F70B78B120F57AE60FFE0A28073009C
5307723C9362D18FA365E18F6E5"
8040 DATA VAL "05113","321FFE3A2
9FE853227FECD2AFEE1C93A27FE3229F
E26032E013A20FEFE0120022E00FE022
0032100023A24FECDDEFE6C3A26"
8050 DATA VAL "06443","FECDDEFE2
E053A25FECDDEFE3A20FE07E606FE062
8066F3E80CDDEFE2E083A21FECDDEFE3
A22FEFE202E0A2805CDDEFE2E0C"
8060 DATA VAL "02830","3A21FEFE0
1C83A22FEFE01C83A23FECDDEFEC9000
00000000000000000000000000000000
0000000000000000000000000000"
8070 DATA VAL "20000": REM marqu
eur de fin
```

Programme création routines machines (ZX Spectrum)

```
   1 REM ******** VOLTMETRE CA31
52E   ©1985 *********
   2 REM
   3 CLEAR 65046: GO SUB 7000
   4             LOAD "CODE volt.2
"CODE
  28 REM __ DECOR __
  29 BORDER 5: INK 1: PAPER 7: C
LS
  30 FOR n=0 TO 5
  40 PRINT PAPER 5;"
                              "
  50 NEXT n
  50 PRINT "0000000000000000000
000000000000"
  65 PRINT ''''''''"000000000000
0000000000000000000000"
  70 FOR n=1 TO 5
  80 PRINT AT 6+n,19;"Mem.";n;":
  mV"
  90 NEXT n
 110 LET a$="VOLTMETRE": POKE po
sx,6: POKE posy,0: GO SUB 9500
 145 PLOT 15,79: DRAW 0,9: PLOT
15,79: DRAW 90,0: DRAW 0,9: PLOT
 24,79: DRAW 0,9
 148 PRINT OVER 1;AT 12,1;"- 0
     +10"
 150 PRINT AT 15,3; BRIGHT 1;"1"
; BRIGHT 0;" "; PAPER 5;" Mesure
s permanentes "
 160 PRINT AT 17,3; BRIGHT 1;"2"
; BRIGHT 0;" "; PAPER 6;" Mesure
s si appui {0} "
 170 PRINT AT 19,3; BRIGHT 1;"3"
; BRIGHT 0;" "; PAPER 6;" Mesure
s memorisees     "
 180 PRINT AT 21,3; BRIGHT 1;"0"
; BRIGHT 0;" "; PAPER 6; BRIGHT
1;" Valide les mesures      "
 190 GO SUB 9700
 200 LET a$="mV=": POKE posx,10:
 POKE posy,7: GO SUB 9500
1000 REM _Boucle principale_
1010 IF INKEY$="" THEN GO TO 101
0
1020 LET a=(CODE INKEY$)-48: LET
 b=a
1040 BEEP .2,20: IF a<1 OR a>3 T
HEN GO TO 1010
1050 IF a<>b THEN GO SUB 9400: P
RINT AT 11,2;"            ": PLOT
 24,80: DRAW 8,0: FOR n=7 TO 10:
 PRINT AT n,2;"          ": NEXT n
1060 GO TO 2000*a
2000 REM * Mesures permanentes *
2010 GO SUB 9800: GO SUB 9600: P
RINT 10
2040 IF INKEY$="" THEN GO TO 201
0
2050 GO TO 1020
4000 REM * Valid. par appui *
4010 IF INKEY$="" THEN GO TO 401
0
4020 LET a=CODE INKEY$-48
4040 BEEP .2,25: IF a<0 OR a>3 T
HEN GO TO 4010
4050 IF a<>0 THEN GO TO 1050
4060 GO SUB 9800: GO SUB 9600: G
O TO 4010
6000 REM * Memorisation *
6010 IF INKEY$="" THEN GO SUB 98
00: GO SUB 9600: GO TO 6010
6020 LET a=CODE INKEY$-48
6040 BEEP .2,30: IF a<0 OR a>3 T
HEN GO TO 6010
6050 IF a<>0 THEN GO TO 1050
6060 GO SUB 9800: GO SUB 9600: G
O SUB 9300: GO TO 6010
7000 REM Initialisation des vari
ables
7001 REM ---- Ecriture 2x4 ----
7002 LET posx=65063: LET posy=65
064: LET car=65055
7003 LET ecrit=65050
7004 REM posx,posy=angle G-H duc
aractere
7005 REM ---- Lect.Voltmetre ---
-
7006 LET cent=65060: LET diz=650
62: LET unit=65061
7007 LET lect=65052
7008 REM ---- Voltmetre complet
----
7709 LET car1=65057: LET car2=65
058: LET car3=65059: LET posvirg
=65056
7710 LET volt=65047
7711 RETURN
7712 REM
9300 REM _Decales les mem.'s_
9310 FOR n=4 TO 1 STEP -1
9320 PRINT AT 7+n,25;SCREEN$ (6+
n,25);SCREEN$ (6+n,26);SCREEN$ (
6+n,27)
9330 NEXT n
9340 PRINT AT 7,25;CHR$ PEEK cen
t+CHR$ PEEK diz+CHR$ PEEK unit
9350 RETURN
9400 REM _Efface les mem.'s _
9410 FOR n=1 TO 5
9420 PRINT AT 6+n,25;"   "
9430 NEXT n
9440 RETURN
9500 REM _Ecrit chaine a$ 2x4 _
9510 FOR n=1 TO LEN a$
9520 POKE car,CODE a$(n TO n)
9530 RANDOMIZE USR Ecrit
9540 POKE posx,PEEK posx+2
9550 IF PEEK posx>30 THEN POKE p
osx,0: POKE posy,PEEK posy+4
9560 IF PEEK posy>20 THEN POKE p
osy,0
9570 NEXT n
9580 RETURN
9600 REM _Echelle lineaire_
9602 LET u=PEEK unit-48
9606 LET c=PEEK cent-48
9608 IF u=-3 THEN LET lin=-8: GO
 TO 9650
9610 IF u=46 THEN LET lin=80: GO
 TO 9650
9612 LET tension=u+10*PEEK diz-4
80+100*c*(c<=9)
9614 LET lin=tension*(c<=9)*(c<>
-3)*.08-(300+tension)*(c=-3)*.08
9650 PRINT AT 11,2;"            "
9652 PLOT 24,80: DRAW 0,8
9654 PLOT 24,81: DRAW lin,0: PLO
T 24,82: DRAW lin,0: PLOT 24,82:
 DRAW lin,0
9660 RETURN
9700 REM _Select.car's volt._
9710 POKE car1,CODE "m": POKE ca
r2,CODE "V": POKE car3,CODE "="
9735 POKE posvirg,3: REM effacee
9740 RETURN
9800 REM _Affiche Tension_
9810 POKE posx,2: POKE posy,7: R
ANDOMIZE USR lect: RANDOMIZE USR
 volt: RETURN
9850 REM ** ** FIN ** **
```

Programme d'application (ZX Spectrum). *A noter l'adresse du port est 31. Cette carte doit donc être insérée dans le connecteur 1 de l'interface universelle.*

Compléments et rectificatifs à la carte universelle d'interfaçage pour micro-ordinateur

Les **figures 1 a** et **1 b** présentent les chronogrammes des signaux en différents points sur la carte d'interfaçage et justifient donc le décodage choisi et proposé en **figure 2**. On remarque l'importance des temps de propagation des portes, sur lesquels reposent le fonctionnement du circuit de décodage. Ne supprimez surtout pas la porte qui vous semble inutile. En logique LS, une porte rajoute un délai de 10-15 ns, nécessaire dans le signal **$** Wr. L'interface de commande présenté en **figure 2**, permettra de lire ou d'écrire dans un périphérique. La lecture sera active avec l'état Ø présent sur **$** $\overline{RD}$, qui validera un circuit 74 LS 244 par exemple. Si un signal 1 est nécessaire, il suffit d'inverser **$** $\overline{RD}$. Le temps de propagation de la porte est sans effet. L'écriture, elle, sera active au front montant du signal **$** Wr. Le plus simple sera de l'utiliser avec un 74 LS 374... Sinon, il reste possible d'inverser le signal pour se servir alors du front descendant. Si vous rencontrez des problèmes, retardez encore le signal **$** Wr, en le faisant passer par une ou deux portes. Mais normalement, avec les marges prises, il ne devrait pas y avoir de problème. Utilisez des circuits logiques en technologie LS, ou si vous désirez une faible consommation, des circuits HC MOS. Dans le cas du Z 80, il est nécessaire de relier l'entrée E (Φ_2) de la carte au + 5 V, qui évitera un strap de sélection comme pour la carte voltmètre. La **figure 3** présente les brochages exacts de IC_6 et IC_3 qui sont erronés dans notre n° de novembre. Ceci nécessite une correction de circuit imprimé pour IC_6. De même, suite au câblage effectué (différent du prototype), un inverseur a été nécessaire pour générer le signal DIR de IC_3. On utilisera toujours le signal $\overline{Wr}$' (ou R/$\overline{W}$'), mais inversé, à l'aide d'une porte libre d'IC_7 (**figure 4**). Une des entrées de cette porte est reliée au + 5 V, niveau actif, pour fonctionner en inverseur et limiter la consommation sur IC_4. Le tableau de la **figure 5** présente donc les liaisons à effectuer côté cuivre, en fil fin rigide isolé. Attention, le strap au dessus de IC_3 et près du 1[er] connecteur doit être supprimé et une bande de cuivre doit être supprimée. A noter que si l'inverseur n'était pas câblé, le bus serait inversé et il pourrait y avoir conflit avec le micro dès qu'une carte serait connectée. Vos premiers essais ne pouvaient donc aboutir, car lors d'une lecture, le bus se plaçait en écriture et vice-versa.

Sur la **figure 14** de l'article, les références de IC_5, IC_6 et IC_7 ont été in-

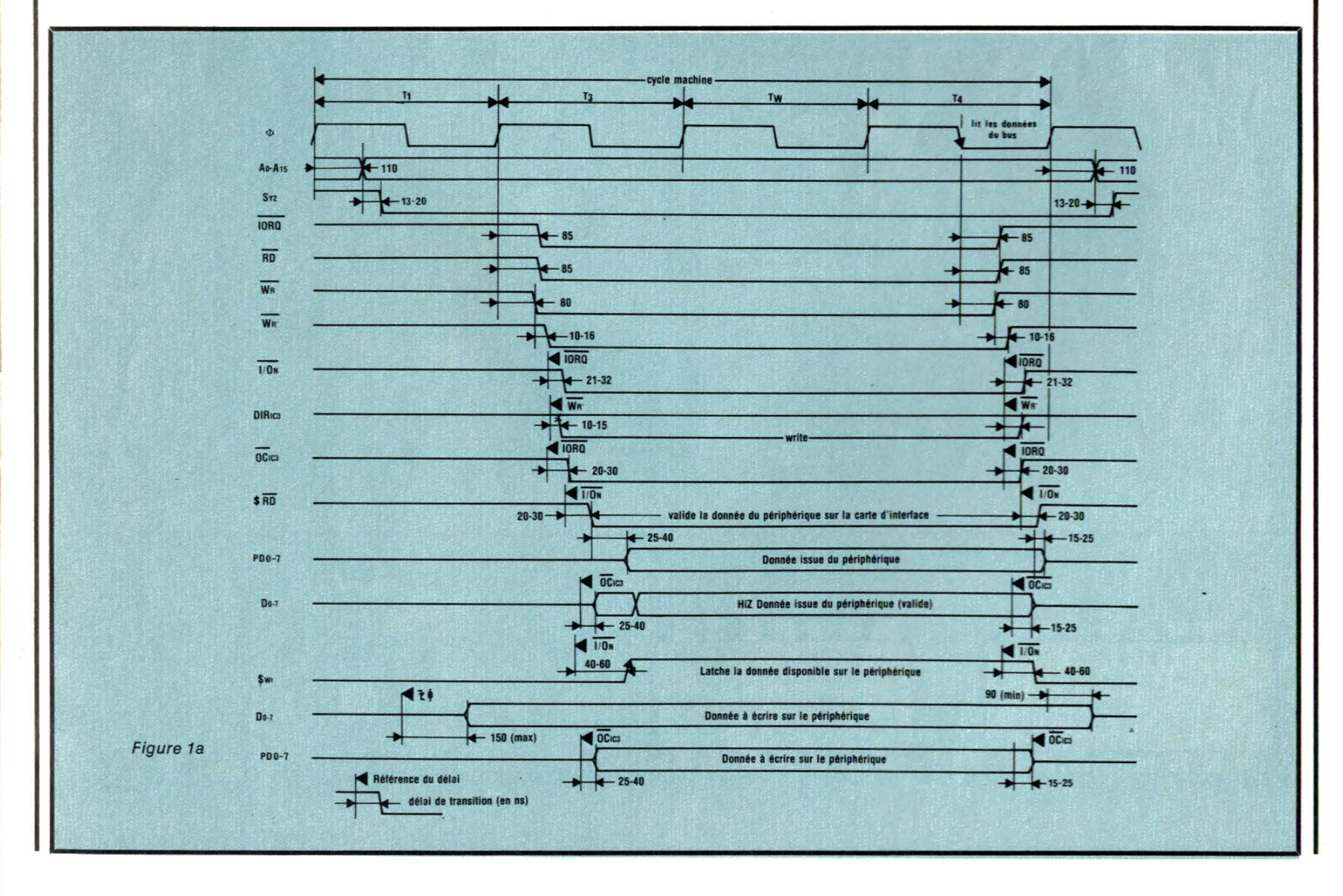


Figure 1a

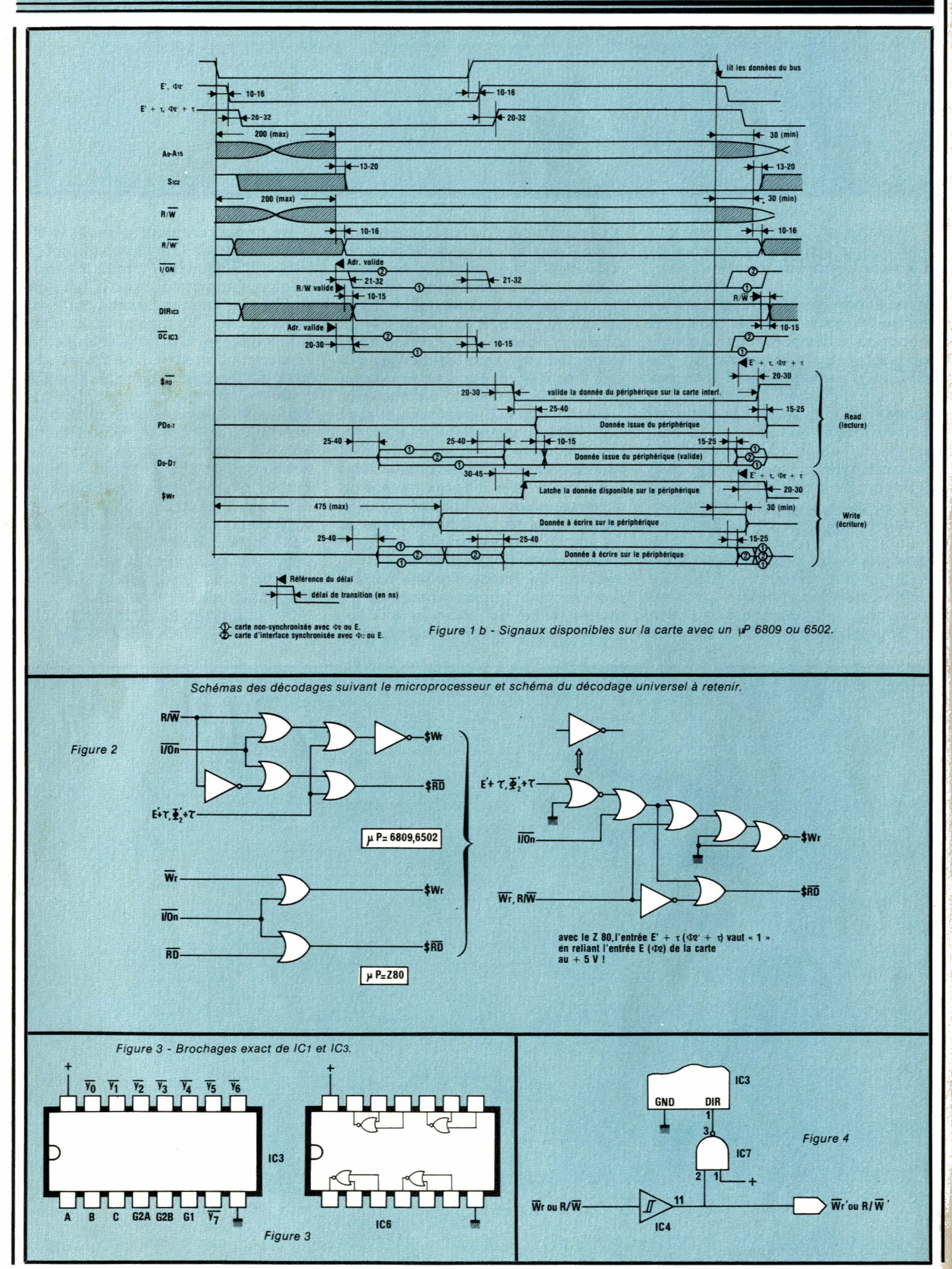


Figure 1 b - Signaux disponibles sur la carte avec un µP 6809 ou 6502.

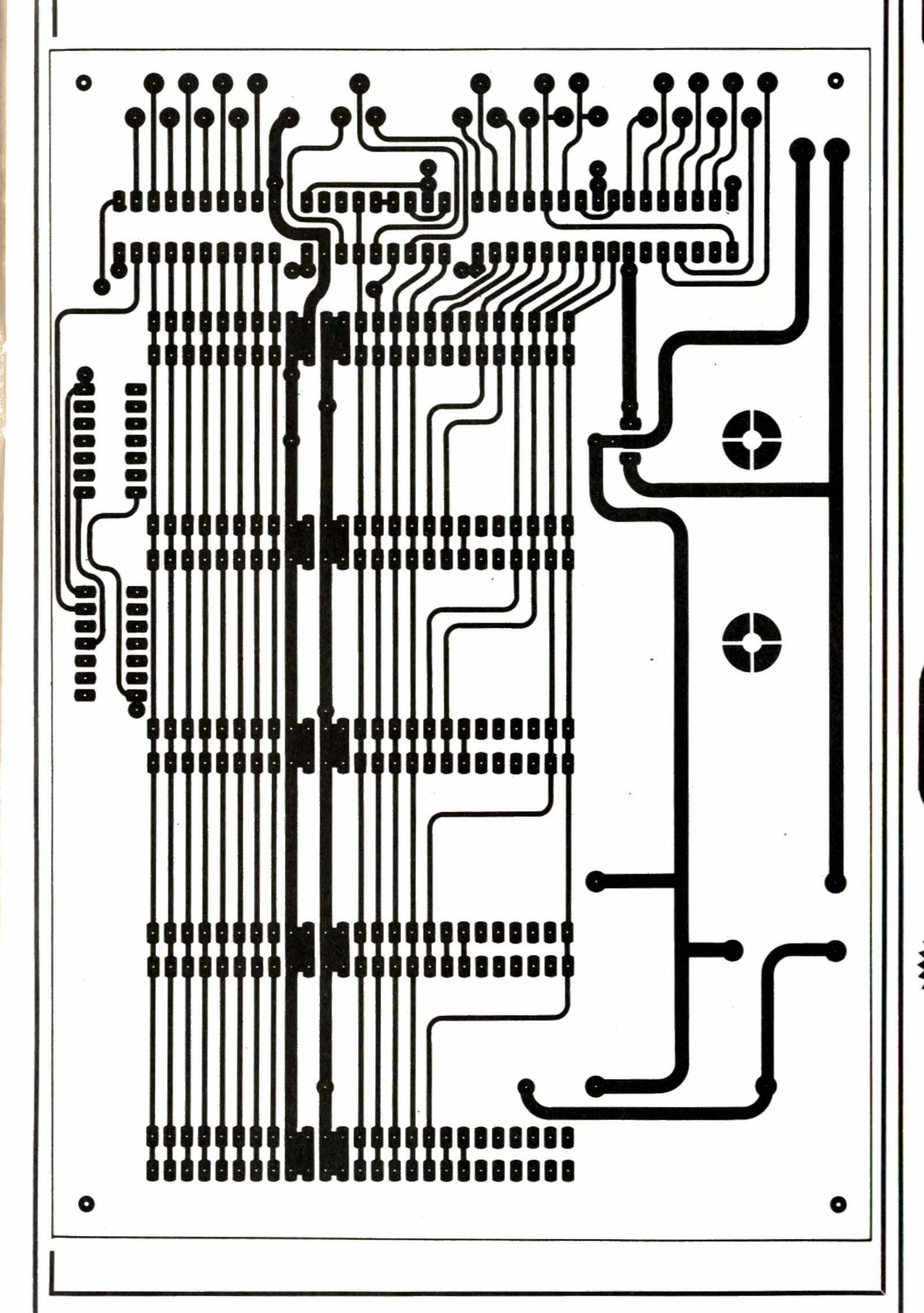
Schémas des décodages suivant le microprocesseur et schéma du décodage universel à retenir.

Figure 2

Figure 3 - Brochages exact de IC1 et IC3.

Figure 3

Figure 4



terverties. Remplacez alors comme suit :

IC_7 par IC_5

IC_5 par IC_6

IC_6 par IC_7. La nomenclature a oublié de préciser IC_6 = 74 LS 02 et IC_7 = 74 LS 00, mais il restait possible de le déduire d'après le schéma de principe.

A propos d'interfaces pour disquettes, en particulier pour ORIC et MO 5, si vous éprouvez des problèmes, il est conseillé d'inhiber tous les décodages gênants à l'aide d'un inverseur, agissant par exemple sur une entrée de IC_2. Ceci, car si on laisse le connecteur libre, le bus de la carte d'interface est tout de même sélectionné, mais étant « Haute Impédance » sa perturbation sera minime. Une autre solution serait d'améliorer le décodage, ce qui reste possible pour votre réalisation, mais qui aurait ôté à notre carte, sa vocation « universelle ».

Nous espérons que ces compléments vous seront d'une aide précieuse en cas de questions que vous vous poseriez et que les rectificatifs vous ont rassurés.

Figure 5

br. 1 (IC7)	br. 14 (IC7)	— ou correction circuit imprimé
br. 2 (IC7)	br. 11 (IC4)	— } strap entre br. 11(IC4) et br. 1 (IC3)
br. 3 (IC7)	br. 1 (IC3)	— } supprimé !
br. 4 (IC7)	br. 1 (IC6)	— ou correction circuit imprimé (br. 3IC5!)
br. 2 (IC6)	Picot G2B	
br. 3 (IC6)	Picot G2A	
br. 5 (IC7)	Picot G1	

Figure 5 - Tableau des liaisons à effectuer côté cuivre.

Modifications côté cuivre et détail du câblage : la photo de l'article présentait la version non corrigée.

Infos

Fer à souder avec aspiration de fumée PHILIPS

Le nouveau fer GAM 48 A.F. est un fer thermostaté équipé d'un système permettant d'aspirer les fumées émises au moment de l'opération de soudage (brasage). Il est le fruit de la collaboration d'électroniciens et de spécialistes de l'hygiène et de la sécurité.

Ergonomique : maniable, léger, bien en main,

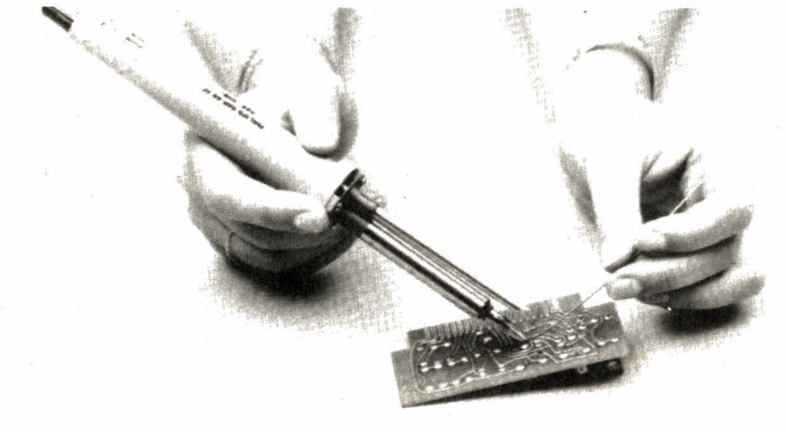
Adaptable : à toute aspiration centrale ayant un débit de 30 litres d'air par minute et par fer.

Efficace : il absorbe dès la source plus de 95 % des fumées émises lors de l'opération de brasage.

Fiable et précis : son contrôle de température électronique permet une régulation à ± 2 %.

Prix : 313 Frs H.T.

Son prix est bien plus compétitif que n'importe quel poste individuel d'aspiration de fumée, l'entretien est peu onéreux, le nettoyage facile.



Document PHILIPS

Pêcheurs électroniciens : réalisez votre détecteur de touches automatique

L'ÉLECTRONIQUE et la pêche à la ligne sont des loisirs pratiqués par de très nombreux adeptes. Nous avons supposé qu'un grand nombre d'entre vous conjugaient avec une même passion ces deux activités.

En deuxième catégorie (salmonidés non dominants), la législation autorise le pêcheur à disposer de trois lignes. Pour les lignes dotées d'un flotteur, notre dispositif ne vous sera évidemment d'aucun secours ; par contre surveiller trois lignes montées en plombée coulissante avec une égale vigilence suppose un gros effort d'attention et dans ce cas notre détecteur vous rendra de grands services.

En fait, nous avons voulu pallier l'insuffisance de fiabilité des astuces couramment employées lorsque l'on pêche au posé certains poissons tatillons et sensibles à la résistance de la ligne. Citons par exemple la carpe et le sandre.

Le confort que va vous procurer le petit montage décrit ci-dessous, justifie pleinement les quelques moments de petite mécanique et d'électronique nécessaires à sa réalisation.

Description

Un aimant cylindrique ALNICO VIII solidaire d'un palpeur entrainé par la ligne sollicite un capteur à effet Hall ; l'impulsion déclenche un monostable, qui durant 30 secondes va stimuler un multivibrateur astable commandant simultanément une diode et un buzzer.

L'électronique

Nous trouvons tout d'abord le capteur à effet Hall UGN 3013 (**Sprague**) dont nous rappelons les caractéristiques en **figure 1**. Ce type de capteur exploite la propriété que possèdent les électrons en mouvement dans un corps conducteur, de pouvoir être déviés de leur trajectoire par un champ magnétique perpendiculaire à la surface de ce corps (force de Lorentz). Il existe de nombreux modèles de capteurs à effet Hall, destinés aux usages les plus variés ; nous avons retenu pour notre utilisation un modèle des plus simple, fonctionnant par tout ou rien, à la manière des contacts sous ampoule « ILS ».

L'impulsion délivrée en broche 3 du capteur active le trigger d'un demi ICM 7556 (équivalent C MOS du 556, retenu pour sa faible consommation). La capacité de 2,2 µF en parallèle sur R_1 est destinée à éviter la mise en route intempestive du dispositif au moment de la mise sous tension. Cette première moitié de 7556 est montée en monostable ; le temps durant lequel la sortie du circuit va rester à l'état haut est déterminé par la valeur de la résistance R_2 et celle de la capacité C_2 **figure 2.**

La sortie du monostable étant reliée au reset de la seconde moitié du 7556 montée elle en multivibrateur astable, celui-ci va osciller tant que la sortie du monostable va se trouver à l'état haut. La fréquence des oscillations est déterminée par R_3, R_4, C_5

Vcc
UGN - 3013 T
Vcc Max
VOUT Max
état logique 1
17 V
Isink max
état logique ∅
15 mA
point de fonctionnement (gauss)
Max : 450
Typ : 300
point de repos (gauss)
Typ : 225
Min : 25
REG.
X
OUTPUT
GROUND
UGN 3013

Figure 1

IC1
C5
R1
R2
½IC2
C1
C2
$t = 1,1\ R_2\ C_2$

Figure 2

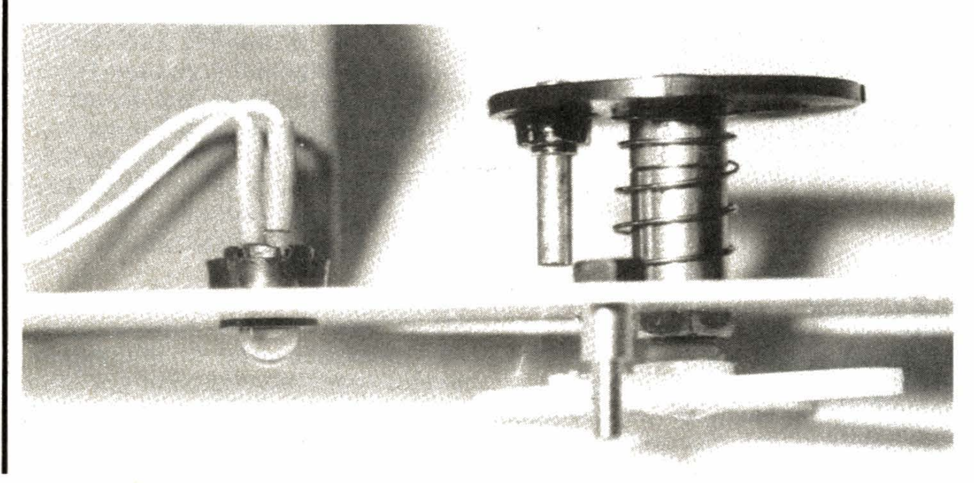
charge : $t_1 = 0,693\ (R_3 + R_4)\ C_4$
décharge : $t_2 = 0,693\ (R_4)\ C_4$
période totale $T = t_1 + t_2$
$= 0,693\ (R_3 + 2\ R_4)\ C_4$

Fréquence des oscillations :

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1,44}{(R_3 + 2\ R_4)\ C_4}$$

R3
R4
R5
R6
Buzzer
L1
IC3
½IC2
C3
C4
D
G
S

Figure 3



(figure 3). Elles vont à leur tour commander la grille d'un HEXFET (Mosfet de puissance) canal N IRFD1Z3, auquel sont reliés le buzzer et la diode, de préférence à haut rendement, chargés de vous alerter.

L'énergie est fournie par trois piles au mercure (couple unitaire 1,35 V) « bouton » type LR 44, montées en série.

Réalisation

La pincée de composants nécessaires à la construction du dispositif tient sur le minuscule circuit imprimé reproduit en **figure 4** nous n'avons pas pu éviter la technique double face en raison de la densité du tracé. Cependant en raison de ses faibles dimensions, la reproduction du dessin ne devrait pas vous poser de problèmes de repérage.

Une fois cette opération effectuée vous n'aurez plus qu'à implanter les composant conformément à la **figure 5**.

Le capteur à effet Hall doit être soudé sur la face opposée à celle où sont implantés les composants, en évitant de le trop chauffer, un excès de température pouvant lui être fatal. Recouvrir l'ensemble du montage d'une bonne couche de vernis protecteur (par exemple KF 1280), notre réalisation devant fonctionner en milieu le plus souvent humide.

Il n'existe pas à notre connaissance de coupleur pour trois piles bouton ; nous avons confectionné le notre à l'aide d'un morceau de tube PVC de 13/15, fermé aux deux extrémités par des passe-fils dans lesquels nous avons placé des vis laiton afin d'assurer le contact.

Mécanique

Il s'agit de la partie de la réalisation qui va vous demander le plus de soin, le dispositif sensible devant obéir à deux impératifs contradictoires :

1) Présenter le moins de résistance possible à la traction afin de ne pas être perçu par la future « victime ».

2) S'opposer aux sollicitations parasites telles que l'action du vent sur le fil, le courant, etc.

Nous vous proposons le croquis du montage (**figure 6**) que nous avons exploité pour notre maquette ; il est suffisamment détaillé pour se passer de commentaires. Le ressort est de toute évidence la partie clé du dispo-

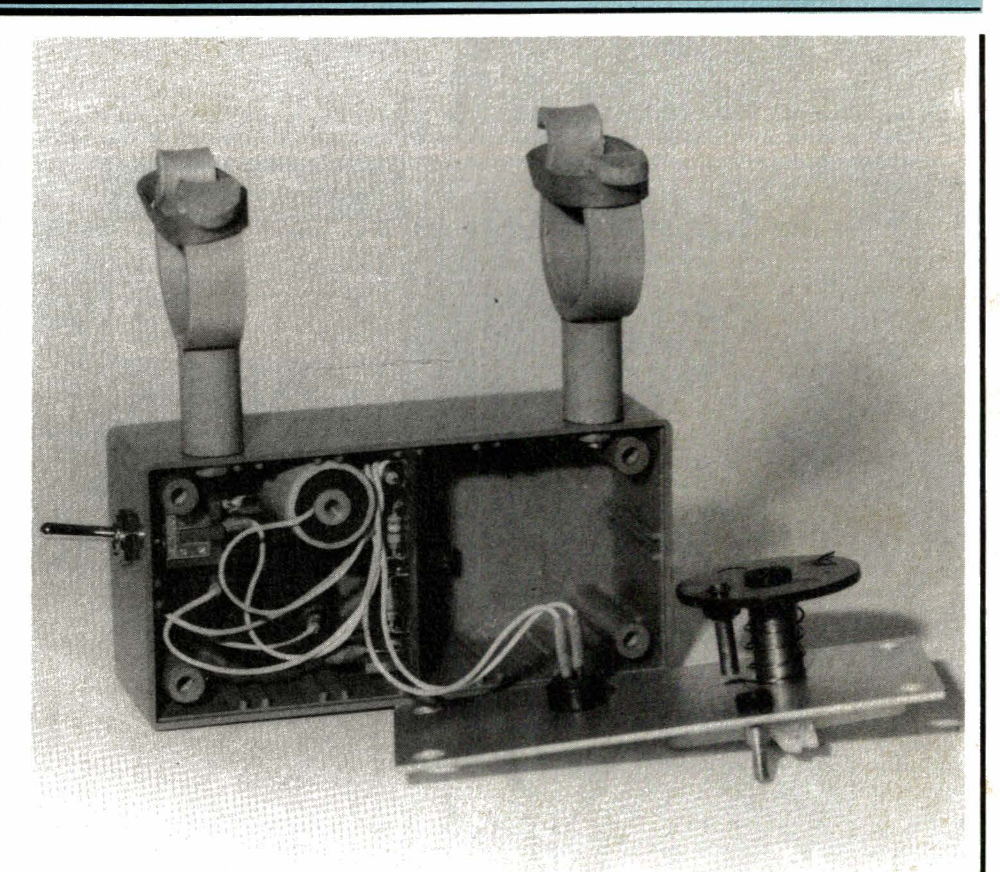
sitif. Nous avons obtenu le meilleur compromis en enroulant 6 spires de corde à piano de 4/10 sur une queue de foret de 0,6 mm. Les extrêmités pliées à angle droit prennent appui sur le couvercle d'une part et sur le disque supportant l'aimant d'autre part. Ces points d'ancrage ne devront avoir aucun jeu.

Le fil transite par deux guides opposés ménagés dans un guignol de servo solidaire mécaniquement du disque interne. Ce dispositif pourrait bien entendu être amélioré notamment pour diminuer la friction du fil.

La fixation du boîtier sur le manche de la canne a été fabriqué à l'aide de deux rondelles taillées dans un tube PVC de 0,32 mm, fendues et thermoformées grâce à un pistolet à air chaud. Il conviendra cependant d'adapter ce système au diamètre de votre équipement.

Nous espérons que ce petit montage vous aura amusé, et qu'il vous permettra de nombreuses prises. Bonne pêche !

Claude DUCROS
et R. SCHNEBELEN



Nomenclature

Résistances 1/3 W

R_1 : 2,2 kΩ
R_2 : 1 MΩ
R_3 : 390 Ω
R_4 : 47 kΩ
R_5 : 47 Ω
R_6 : 1,2 kΩ

Condensateurs

C_1 : 0,01 µF MKH
C_2 : 22 µF Tantale goutte 25 V
C_3 : 0,01 µF MKH
C_4 : 10 µF Tantale goutte
C_5 : 3,3 µF Tantale goutte

Semi-conducteurs

L_1 : led

IC_1 : UGN 3013 T
IC_2 : 7556 (MAXIM)
IC_3 : IRFD 1Z3

Divers

Un buzzer Sonitron SM4
Un boîtier Retex
Un guignol de servomécanisme
Corde à piano
Un interrupteur
3 piles mercure LR 44

Figure 4

Figure 5

Figure 6

L'ELECTRONIQUE VA VITE, PRENEZ LE TEMPS DE L'APPRENDRE AVEC EUREL EC.

La radio-communication, c'est une passion, pour certains, cela peut devenir un métier. **L'électronique industrielle,** qui permet de réaliser tous les contrôles et les mesures, **l'électrotechnique,** dont les applications vont de l'éclairage aux centrales électriques, sont aussi des domaines passionnants et surtout pleins d'avenir. Vous que la TV couleur, l'électronique digitale et même les micro-ordinateurs intéressent au point de vouloir en faire un métier, vous allez en suivant nos cours, confronter en permanence vos connaissances théoriques avec l'utilisation d'un matériel que vous réaliserez



vous même, au fur et à mesure de nos envois. Ainsi, si vous choisissez la **TV couleur,** nous vous fournirons de quoi construire un récepteur couleur PAL-SECAM, un oscilloscope et un voltmètre électronique. Si vous préférez vous orienter vers l'**électronique digitale** et les **micro-ordinateurs,** la réalisation d'un ordinateur "Elettra Computer System®" avec son extension de mémoire Eprom, fait partie de notre enseignement.

Quel que soit votre niveau de connaissances actuel, nos cours et nos professeurs vous prendront en charge pour vous amener progressivement au stade professionnel, en suivant un rythme choisi par vous. Et pour parfaire encore cet enseignement, Eurelec vous offre un **stage gratuit** dans ses laboratoires dès la fin des études. Mettez toutes les chances de votre côté, avec nous, vous avez le temps d'apprendre.

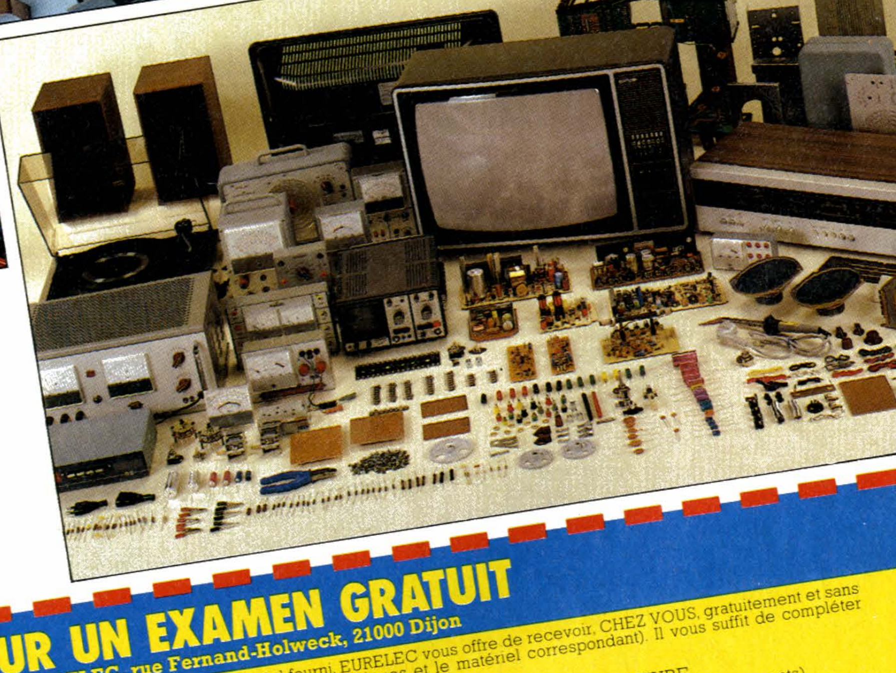


institut privé d'enseignement à distance

Rue Fernand Holweck - 21100 DIJON
Tél. 80.66.51.34

57-61 Bd de Picpus - 75012 PARIS
Tél. (1) 43.47.19.82

104 Bd de la Corderie - 13007 MARSEILLE
Tél. 91.54.38.07



BON POUR UN EXAMEN GRATUIT

A retourner à EURELEC, rue Fernand-Holweck, 21000 Dijon

Pour vous permettre d'avoir une idée réelle de la qualité de l'enseignement et du nombreux matériel fourni, EURELEC vous offre de recevoir, CHEZ VOUS, gratuitement et sans engagement, le premier envoi du cours que vous désirez suivre (comprenant un ensemble de leçons théoriques et le matériel correspondant). Il vous suffit de compléter ce bon et de le poster aujourd'hui même.

Je soussigné : Nom ________ Prénom ________

Adresse : ________ Tél. ________

Ville : ________ Code postal ________

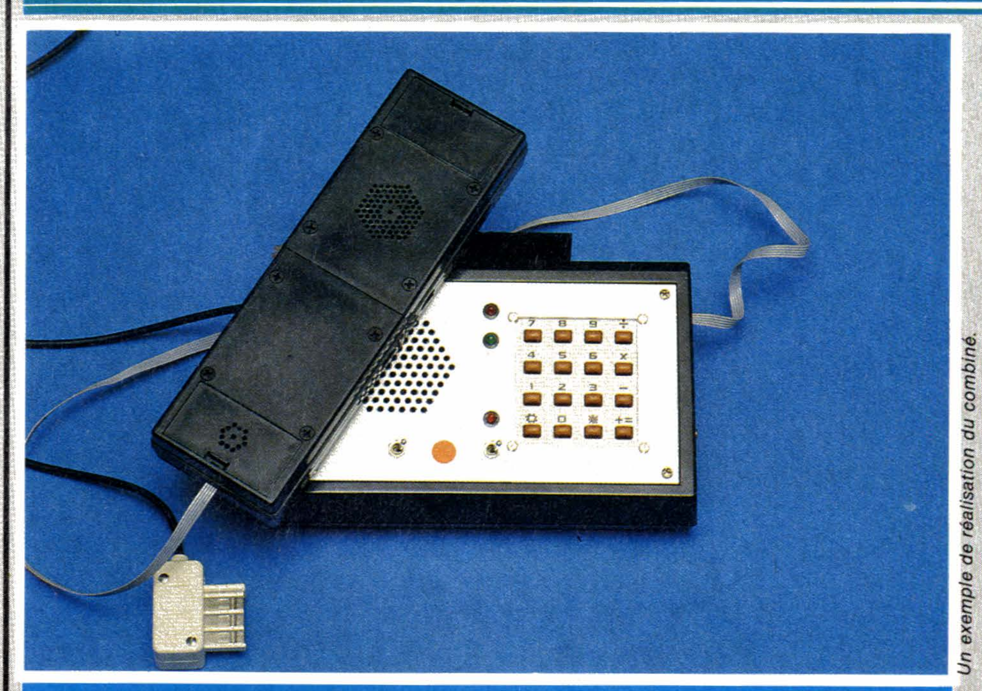
désire recevoir, pendant 15 jours et sans engagement de ma part, le premier envoi de leçons et matériel de :

- ☐ **ELECTRONIQUE FONDAMENTALE ET RADIO-COMMUNICATIONS**
- ☐ **ELECTROTECHNIQUE**
- ☐ **ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE**
- ☐ **INITIATION A L'ELECTRONIQUE POUR DEBUTANTS**
- ☐ **ELECTRONIQUE DIGITALE ET MICRO-ORDINATEUR**
- ☐ **TELEVISION NOIR ET BLANC ET COULEUR**

DATE ET SIGNATURE
(Pour les enfants signature des parents)

- Si cet envoi me convient, je le conserverai et vous m'enverrez le solde du cours à raison d'un envoi en début de chaque mois, les modalités étant précisées dans le premier envoi gratuit.
- Si au contraire, je ne suis pas intéressé, je vous le renverrai dans son emballage d'origine et je vous devrai rien. Je reste libre, par ailleurs, d'interrompre les envois sur simple demande écrite de ma part.

09207



Un exemple de réalisation du combiné.

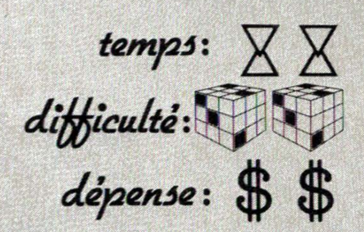


Téléphone électronique « A la carte »

3e partie : le circuit « hybride »

DANS notre dernier article, nous vous avions abandonnés avec un téléphone capable de sonner, vous permettant d'écouter les conversations se tenant sur la ligne, mais dans lequel rien n'était prévu pour que vous puissiez parler !

Faire fonctionner à la fois (en « duplex ») un haut-parleur (ou même un écouteur) et un micro n'est en effet pas si simple qu'il n'y paraît, et un module spécial doit être étudié à cet effet. Nous profiterons de cette obligation pour doter notre téléphone d'une prise DIN normalisée sur laquelle on pourra relier toute source de modulation ou tout dispositif utilisateur de modulation, à commencer bien sûr par un magnétophone, tant en enregistrement qu'en lecture.



Où est le problème ?

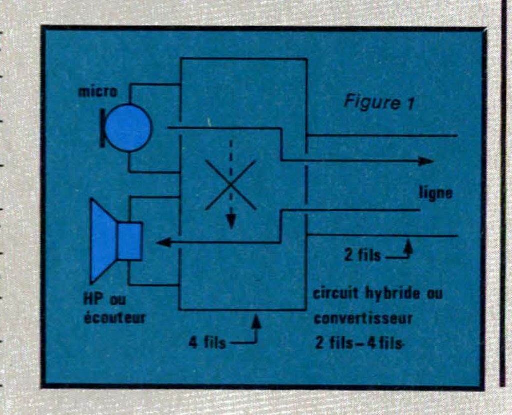
Le principe même du téléphone consiste à utiliser une seule et même « paire » de fils pour transmettre les deux « voies » dont est composée toute conversation en « duplex » : de A vers B et de B vers A si les deux correspondants se nomment A et B.

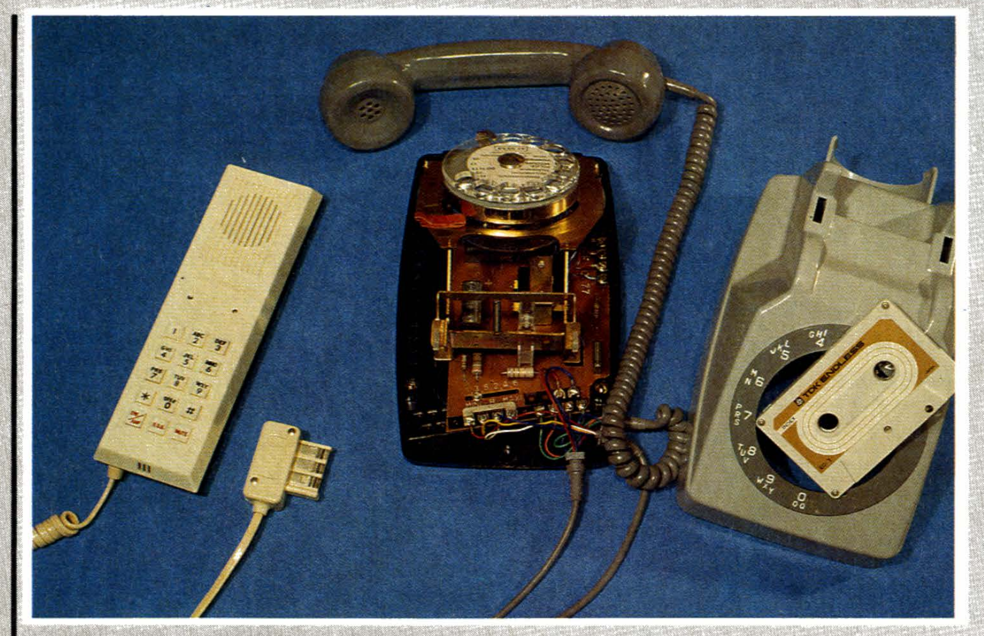
Un écouteur branché en un point quelconque de la ligne ne permettrait pas de distinguer de quelle extrémité provient un son. Au niveau d'un poste téléphonique, surtout s'il est équipé d'un haut-parleur, la distinction **doit** être faite : le son capté par le micro doit être envoyé en ligne, mais ne doit pas alimenter le « récepteur » (écouteur ou haut-parleur) sous peine d'effet Larsen (sifflements) ou au minimum d'une gêne pour l'utilisateur (il n'est guère agréable de s'entendre parler !).

Micro et récepteur doivent donc être raccordés à la ligne par un « convertisseur deux fils-quatre fils » permettant cette séparation, résumée à la **figure 1**.

Ce genre de circuit ne se rencontre d'ailleurs pas que dans les postes téléphoniques : la plupart des artères interurbaines ou internationales (câbles, faisceaux hertziens, satellites, fibres optiques, etc.) sont unidirectionnelles, notamment pour des raisons de commodité d'amplification dans les **répéteurs.**

Seule la ligne reliant un abonné à son central de rattachement est donc finalement du type « deux fils ».





Dans les postes téléphoniques classiques, cet indispensable convertisseur 2/4 fils ou **circuit hybride** est bâti autour d'un transformateur spécial (dit différentiel), souvent appelé « bobine » par les téléphonistes.

L'électronique offre maintenant des solutions nettement plus élégantes, basées sur l'emploi d'amplificateurs différentiels ou opérationnels.

La **figure 2** montre le principe d'un tel « circuit hybride » entièrement électronique :

Appliquons un signal + V à l'entrée E du montage : cette entrée rejoint directement l'un des fils de la ligne, réputée équivalente à une résistance pure de 600 ohms entre 300 et 3 400 Hz.

L'amplificateur inverseur de gain unité génère un signal déphasé de 180° soit – V.

Le second fil de ligne (confondu avec la sortie de l'hybride) est relié à – V par une résistance de 600 ohms.

L'étude du diviseur de tension nous apprend que la tension en ce point vaut zéro.

Double conséquence de cet état de fait :

— la tension d'entrée + V se retrouve intacte entre les deux fils de ligne,

— cette tension est totalement absente de la sortie S du circuit hybride.

Appliquons maintenant une tension nulle à l'entrée E, c'est -à-dire au fil de ligne du haut sur notre figure : si une tension existe entre les deux fils de ligne (et elle ne peut alors provenir que de l'autre extrémité), elle se retrouve intacte à la sortie S de notre montage. CQFD !

Bien entendu, toute notre démonstration repose sur le fait que l'impédance de ligne vaut exactement 600 ohms : on comprend mieux l'importance de son strict respect...

En pratique, il existe une certaine tolérance sur cette valeur, et l'isolement entre E et S ne sera pas total. Une forte atténuation suffit cependant à éviter les accrochages et à assurer le confort de l'utilisateur.

Notre schéma

Il est reproduit à la **figure 3** : on y retrouve le circuit de la **figure 2** à quelques détails près :

— le montage n'attaque pas directement la ligne, mais le secondaire du transformateur de notre module d'interface. Ainsi, l'isolement galvanique est conservé, et le fonctionnement reste le même puisqu'un transformateur de rapport unité transmet fidèlement les impédances.

— Une « masse fictive » est reconstituée pour l'entrée non inverseuse de l'ampli opérationnel, qui peut ainsi se contenter d'une seule alimentation de + 9 V (pile ou secteur).

A l'entrée et à la sortie de cet étage sont reliés des circuits RC assurant l'adaptation des niveaux à l'intention de la prise DIN d'entrée-sortie universelle.

Un préamplificateur à grand gain est prévu entre le micro et l'entrée de l'hybride : pas question en effet d'employer un micro à charbon, dont les caractéristiques ne seraient pas à la hauteur du reste du poste.

Le schéma que nous suggérons convient bien à une capsule dynamique basse impédance (environ 200 ohms). Sa conception « à liaison directe » permet d'obtenir un très grand gain sans rencontrer un problème de temps de charge des condensateurs de liaison. Nos lecteurs pourront éventuellement lui préférer d'autres solutions, selon le type de micro qu'ils souhaitent employer (nous pensons en particulier aux capsules à électret).

Avec les valeurs indiquées, la sensibilité est très bonne : on peut parler à plusieurs mètres du micro tout en étant compris à l'autre bout de la ligne (fonction « mains libres »).

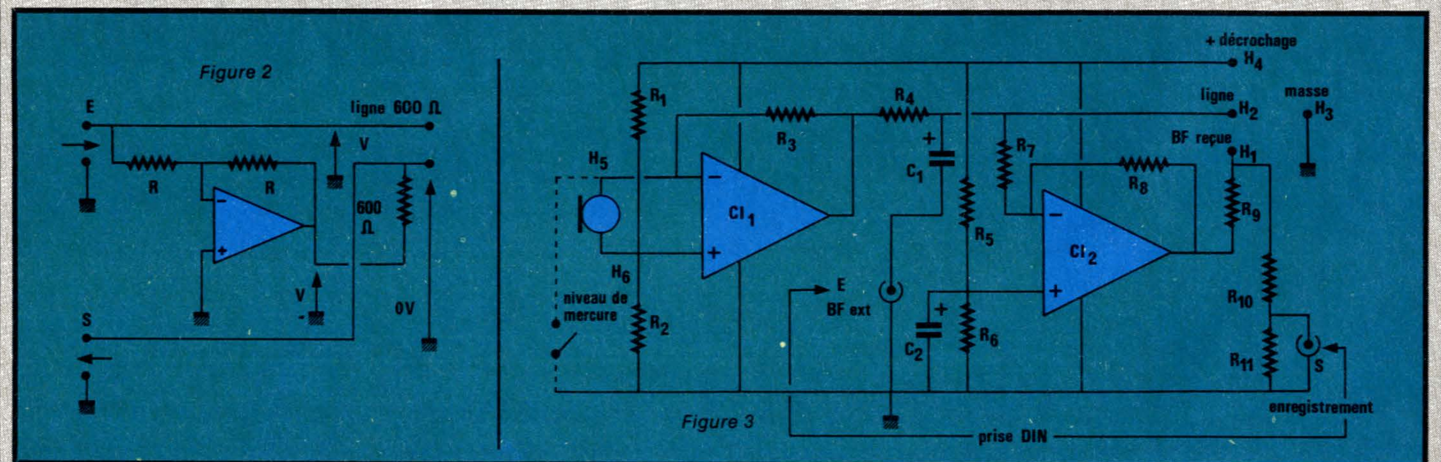
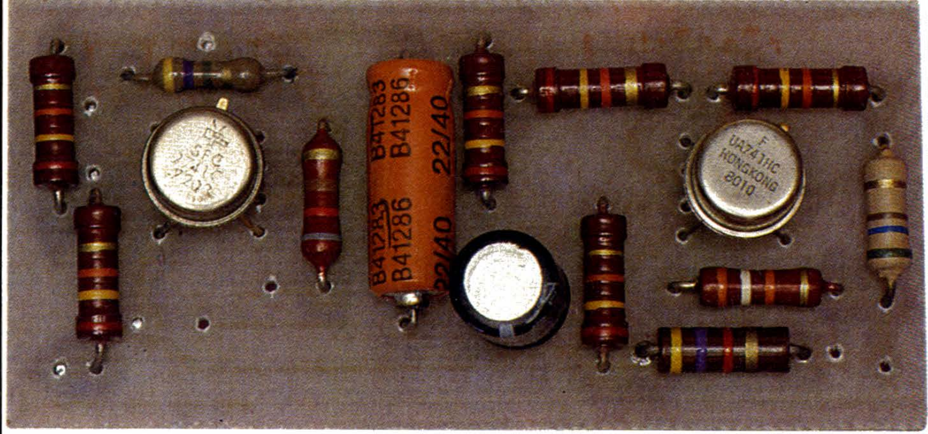


Figure 3

Figure 4



Ce module « hybride » permet le fonctionnement simultané d'un micro et d'un haut-parleur sans « effet Larsen ».

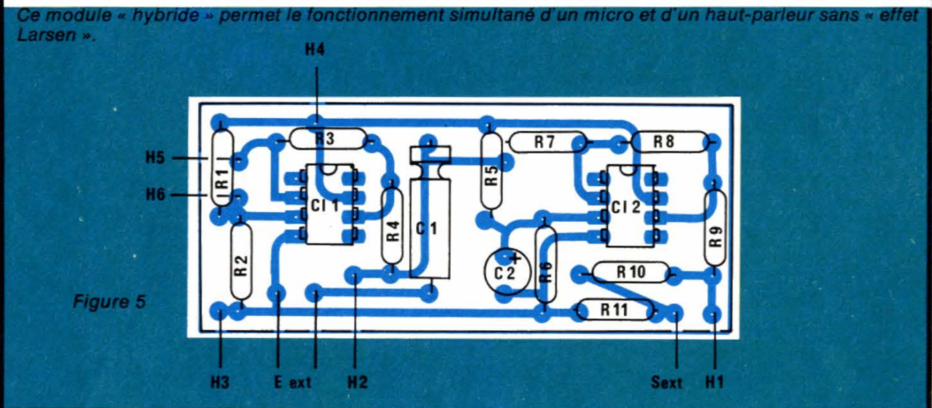


Figure 5

Si ce micro est monté dans un combiné, il sera intéressant de prévoir un petit « niveau de mercure » capable de le mettre hors circuit lorsque le combiné sera posé face contre table (fonction « secret » analogue à celle du DIGITEL).

Si la fonction « mains libres » n'est pas souhaitée, on pourra réduire le gain en diminuant la valeur de la résistance de 4,7 MΩ : on évitera ainsi toute saturation du préampli.

Réalisation pratique

Le circuit imprimé de la **figure 4** accueille tout le montage, à l'exception du micro et de la prise DIN, facultative mais vivement recommandée : son brochage est laissé à l'initiative du lecteur, selon ce qu'il voudra lui raccorder. Rien n'empêche d'ailleurs de lui substituer des jacks 3,5 mm ou des prises RCA. Le câblage selon la **figure 5** n'offre pas de difficulté particulière. Les points H_1 à H_6 seront comme d'habitude munis de cosses poignard ou de picots à wrapper, selon la technique d'interconnexion qu'il est envisagé d'employer par la suite.

Incorporation dans le poste

Si nos précédents conseils ont bien été suivis, vous devez disposer d'une version provisoire du poste électronique. Sinon, reportez-vous à notre précédent article et effectuez l'interconnexion prescrite.

Le nouveau module vient s'installer comme suit :

— relier le micro en H_5 et H_6,

— mettre H_3 à la masse : attention ! respecter un câblage de masse « en étoile », tous les fils de masse de chaque module convergeant au pôle négatif de la pile.

— relier H_4 au « + décrochage » (point S_5 du module « sonnerie »),

— vérifier que IL_6 est bien relié à S_6 ; le relier en plus à H_1,

— supprimer le fil reliant IL_4 à la masse ; à la place, relier H_2 à IL_4.

Normalement, le poste est maintenant prêt pour recevoir un appel de façon autonome (il ne peut pas encore appeler, faute de cadran ou de clavier).

Ne tirez aucune conclusion d'essais menés « hors ligne » : si le poste est débranché, la résistance de ligne de 600 ohms est absente et l'hybride ne peut donc fonctionner correctement. Un accrochage est parfaitement normal dans ces conditions.

Agissez au besoin sur le gain du préampli pour adapter le montage à la sensibilité de votre micro : si vous ne parvenez pas à obtenir un gain suffisant sans altération de l'intelligibilité, changez le 741 ou ajoutez lui un potentiomètre ajustable de « zéro » (curseur au pôle — de la pile, extrémités aux broches 1 et 5 du circuit intégré, valeur 10 kΩ).

Commençons la « mise en boîte »

Avec trois modules déjà achevés, il est temps de penser au boîtier qui abritera notre téléphone, et en particulier au combiné, quasiment indispensable même si une fonction « mains libres » est prévue.

Nous avons imaginé une solution qui nous satisfait assez au plan de l'esthétique, et dont l'usage est somme toute agréable. Nos lecteurs pourront en trouver d'autres, quitte à installer ces modules dans un téléphone de style quelconque, démuni de ses organes d'origine (qu'ils pensent alors à nous en faire parvenir une photo !).

Le coffret-pupître RETEX « ABOX RA 1 » offre tout juste la place nécessaire pour abriter les modules déjà décrits, un haut-parleur de bonne qualité, et un futur module clavier, plus quelques interrupteurs et voyants.

La taille au dessus pourra être préférée si on envisage d'ajouter des fonctions à celles du poste de base, ce que permet facilement notre architecture « évolutive ».

Notre combiné est construit au moyen de deux boîtiers 173 LPA de fabrication MMP : les logements de piles qu'ils comportent sont mis à profit pour loger d'une part une pile 9 volts, et d'autre part le micro, entouré de mousse de plastique aux fins d'isolation acoustique.

Le petit haut-parleur de 5 cm qui fera office d'écouteur sera monté dans le boîtier accueillant la pile. Après assemblage des deux boîtiers (une patte métallique), l'espace vide sera comblé avec de la mousse de plastique.

Des trous seront ménagés en face du haut-parleur et du micro, selon une disposition dépendant des convictions artistiques de chacun.

Un petit potentiomètre de 220 ohms sera monté en série avec le haut-parleur (réglage de volume de l'écouteur), et un câble méplat d'un bon mètre sera monté pour rejoindre le boîtier principal (placer la ligne de masse entre les fils de micro et d'écouteur !).

Le haut-parleur (faisant office d'écouteur) du combiné sera branché de façon permanente à la sortie de l'ampli BF (point S_7 du module « sonnerie »), en même temps d'ailleurs que le haut-parleur du poste lui-même.

On aura avantage à munir ce HP « principal » d'un interrupteur destiné à assurer la confidentialité des conversations.

Il est cependant nécessaire que le HP du poste puisse assurer la diffusion du signal de sonnerie lorsque le combiné est raccroché.

Nous suggérons donc le branchement de la **figure 6,** qui suppose l'emploi d'un interruptuer à double inverseur pour le décrochage-raccrochage (ou encore un modèle à deux contacts travail et repos indépendants).

Pour notre part, nous avons employé deux ampoules ILS, l'une à contact travail l'autre à contact repos, logées à l'arrière du boîtier du poste et actionnés par un puissant aimant placé dans le combiné.

Ainsi, pas besoin d'un système mécanique délicat pour le support de combiné : il suffit d'un simple berceau, que nous avons réalisé à partir d'un boîtier 110 PP (MMP) de récupération (sciage d'une des deux coquilles de ce boîtier).

Mise au point

La partie la plus importante de notre travail est désormais accomplie : c'est maintenant que les pricipaux problèmes risquent de survenir, notamment les accrochages BF.

Nous sommes en effet en présence de plusieurs amplificateurs à grand gain, qui se « mordent la queue » au niveau de l'hybride. Le câblage d'interconnexion doit être exécuté dans les règles (connexions courtes, câblages de masse et d'alimentation en « étoile », emploi éventuel de fils blindés).

En cas de problèmes, on pourra être amené à découpler énergiquement la pile (9 V alcaline) par un condensateur de 1000 µF ou plus, et le micro par un condensateur d'environ 4,7 nF.

Le gain de l'amplificateur microphonique devra être ajusté en fonction de la sensibilité du micro utilisé et du niveau d'écoute obtenu à l'autre bout de la ligne.

Cette mise au point effectuée, l'adjonction de modules supplémentaires ne sera plus qu'une formalité.

Conclusion provisoire

Vous voici donc en possession d'un poste pouvant être relié dès maintenant à la seconde prise de votre installation : « Le téléphone, ça rapproche, un deuxième poste encore plus », proclament les PTT !

Ce poste électronique peut déjà vous servir à répondre à un appel émanant de l'extérieur, ou à vous joindre à une conversation en cours sur le poste principal.

Il lui manque encore un clavier d'appel pour être entièrement autonome : ce sera notre prochain module !

Patrick Gueulle

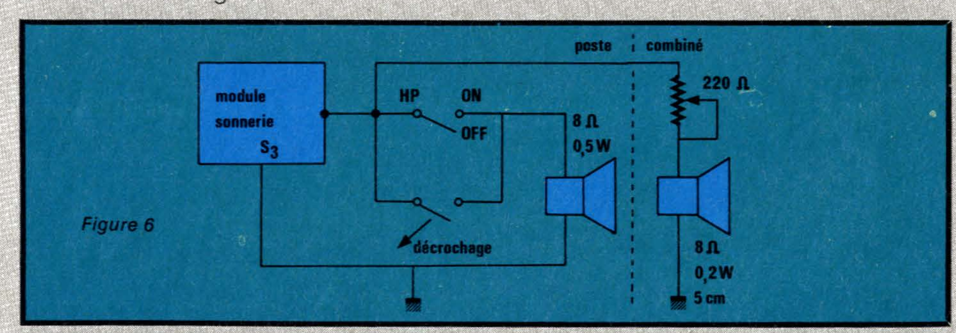


Figure 6

Nomenclature

Résistances

R_1 : 22 kΩ
R_2 : 22 kΩ
R_3 : 4,7 MΩ (voir texte)
R_4 : 820 Ω
R_5 : 22 kΩ
R_6 : 22 kΩ
R_7 : 22 kΩ
R_8 : 22 kΩ
R_9 : 560 Ω
R_{10} : 39 kΩ

Condensateurs chimiques 16 V

C_1 : 22 µF
C_2 : 100 µF

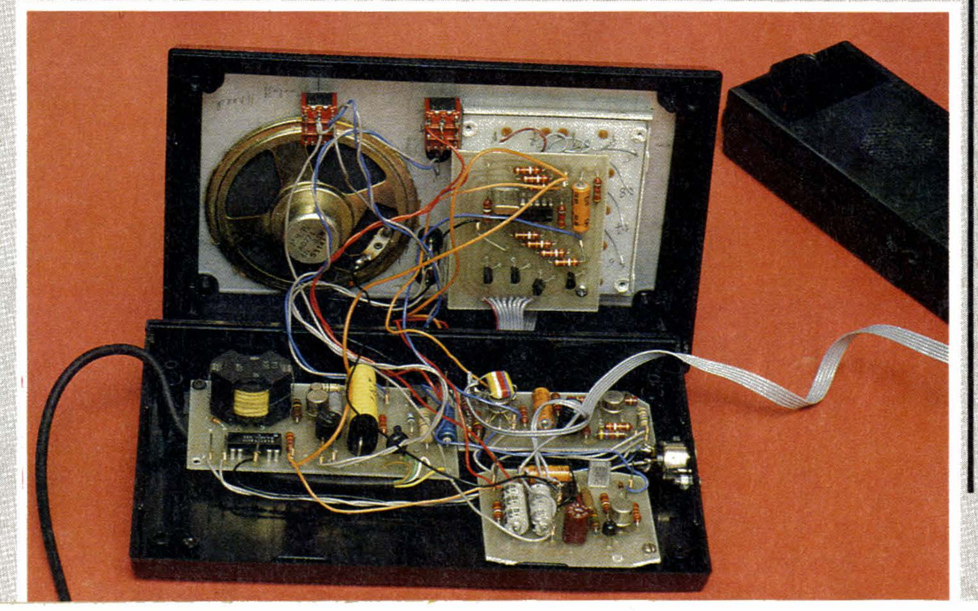
Circuits intégrés

CI_1 : 741
CI_2 : 741

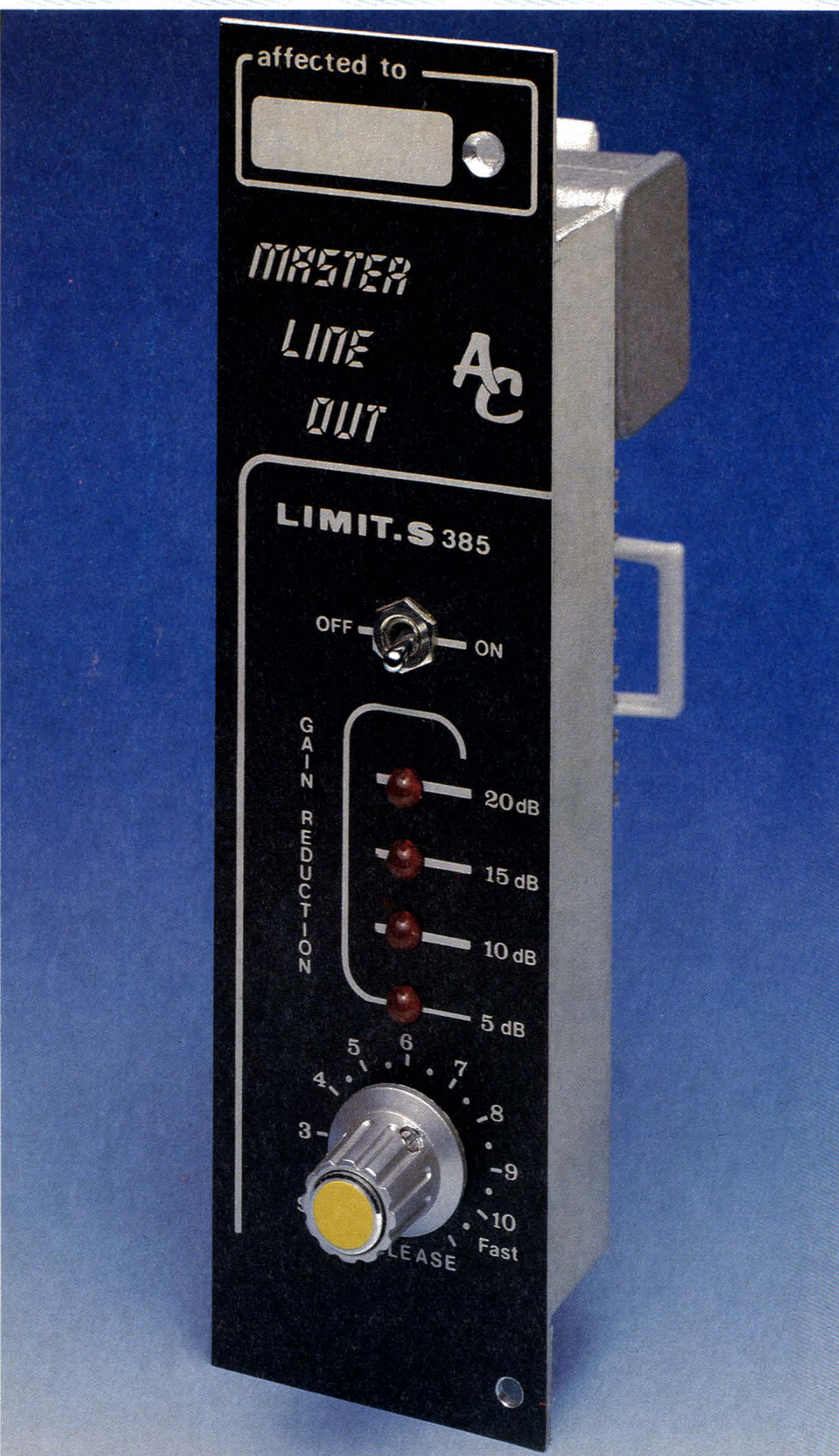
Divers

1 micro dynamique 200 Ω (voir texte)
1 prise DIN (voir texte)

Un exemple de disposition de nos modules dans un boîtier pupitre « ABOX RA 1 ».



Console AC ODDY : 11e partie : « Module master sortie ligne »



Si le câblage des tranches d'entrées consistait en une étape rassurante et satisfaisante pour l'avenir, le module que nous allons réaliser ce mois-ci sera la clé de voute de notre console.

Pour la première fois, nous allons pouvoir parler de « console de mélange ». date joyeuse et émouvante !

En effet, ce module apporte à la fois les éléments de commande du compresseur décrit le mois dernier, et les amplis « master line », autorisant des essais réels et représentatifs sur master tape ou avec amplis de puissance.

Encore un petit effort, et toutes vos souffrances ou vos craintes seront remplacées par une grande satisfaction (justifiée).

C'est notre cadeau de Noël.

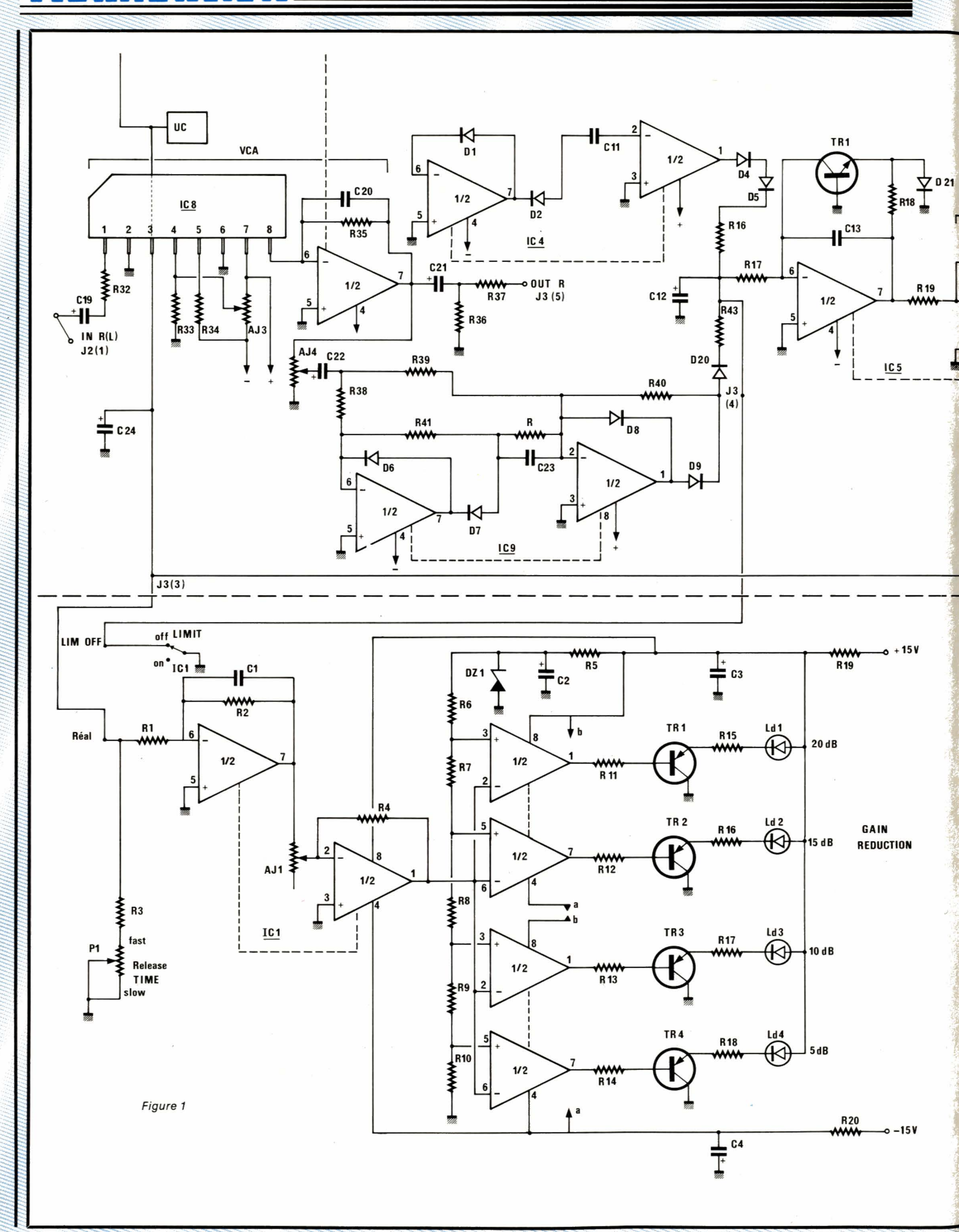
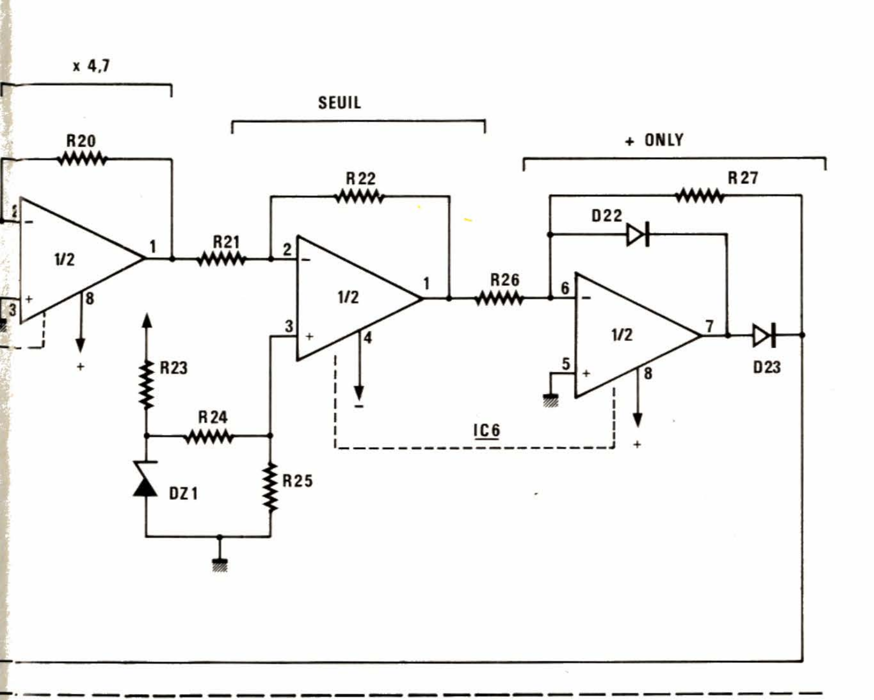
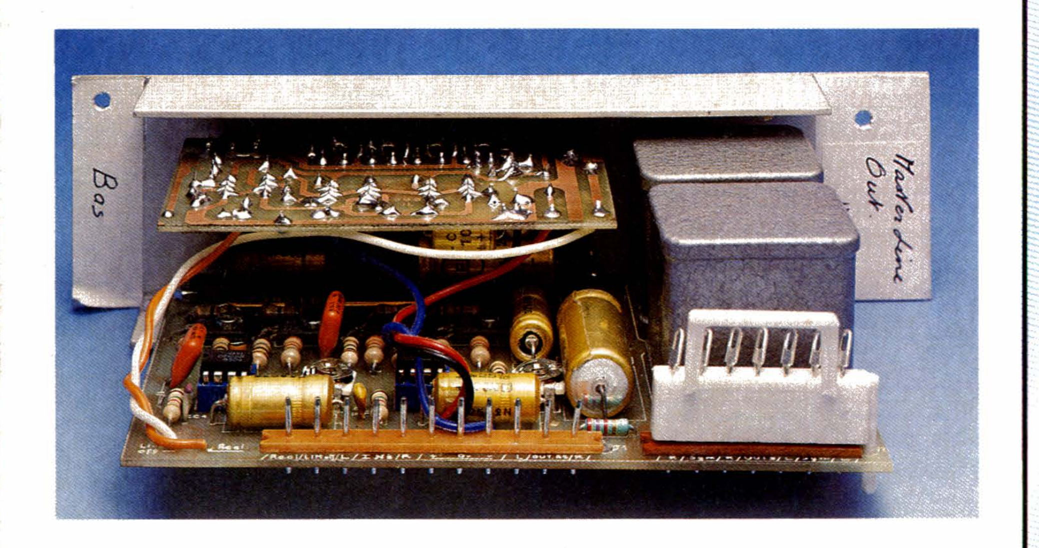

UC
VCA
IC8
1 2 3 4 5 6 7 8
R32
C19
IN R(L)
J2(1)
R33
R34
AJ3
C24
C20
R35
1/2
C21
OUT R
R37
J3 (5)
R36
D1
D2
IC4
C11
D4
D5
R16
R17
C12
R43
D20
J3
(4)
TR1
D21
R18
C13
R19
IC5
AJ4
C22
R39
R38
R40
R41
R
D8
D6
C23
D9
D7
IC9
J3(3)
LIM OFF
off LIMIT
on
IC1
C1
R2
Réal
R1
R4
AJ1
IC1
R3
fast
P1
Release
TIME
slow
DZ1
C2
R5
C3
+15V
R6
R7
R8
R9
R10
TR 1
TR 2
TR 3
TR 4
R15
R16
R17
R18
R 11
R12
R 13
R14
Ld 1
Ld 2
Ld 3
Ld 4
20 dB
15 dB
10 dB
5dB
GAIN
REDUCTION
R20
-15V
C4

Figure 1





Introduction

Votre serviteur était bien triste en vous quittant le mois dernier : devoir vous laisser ainsi, sans indicateur de limitation et sans ampli de sortie n'était pas humain.

Bien sûr, il ne vous avait pas laissé sans travail mais quand même, profiter tout seul de sa console dans son coin, l'a laissé insatisfait... Mais c'est fini ! A vous aussi de jouir d'une année de travail et joyeux Noël.

Il ne faut pas que dans l'euphorie générale, vous en profitiez pour faire exploser vos enceintes : ATTENTION, la console AC peut saturer n'importe quelle unité de puissance si l'on n'est pas prudent ! Un niveau nominal de + 6 dBm (1,5 V) et + 18 dB maxi (6,15 V) n'est pas acceptable par n'importe quel ampli « HI-FI ». Soyez-en conscients dès à présent, et bonne écoute !

L'indicateur de limitation

Nous avons construit le mois dernier un compresseur de modulation aveugle et non réglable. Ces infirmités vont disparaitre car le module MASTER LINE OUT a accepté (aimablement), de céder la place nécessaire au schéma présenté *figure 1*.

On peut y voir une partie de la carte compresseur, et les points de branchement de la commande RELEASE TIME, LIMIT ON/OFF, ainsi que ceux des comparateurs constituant l'indicateur d'efficacité du compresseur.

Rien de bien sorcier dans tout celà : la commande release ne comporte qu'une résistance talon (déterminant le temps de retour FAST), et le potentiomètre P_1, monté en résistance variable. Cet ensemble sert à décharger C_{24} plus ou moins lentement.

La commande LIMIT ON/OFF se réduit à l'inter I_1 mettant C_{12} purement et simplement en court-circuit, ce qui a pour effet (en position off) d'interdire toute action du courant continu obtenu à partir des modulations audio, sur les VCA.

Ces deux pièces (P_1 et I_1) serviront de fixation à la petite carte de l'indicateur, comme nous le constaterons pendant la construction.

L'indicateur est constitué d'un

Suite page 50

Suite de la page 47

Réalisation

étage tampon et d'un amplificateur réglable par AJ_1, soumettant le produit de son travail à 4 comparateurs, pilotant eux-mêmes chacun une Led par l'intermédiaire d'un transistor.

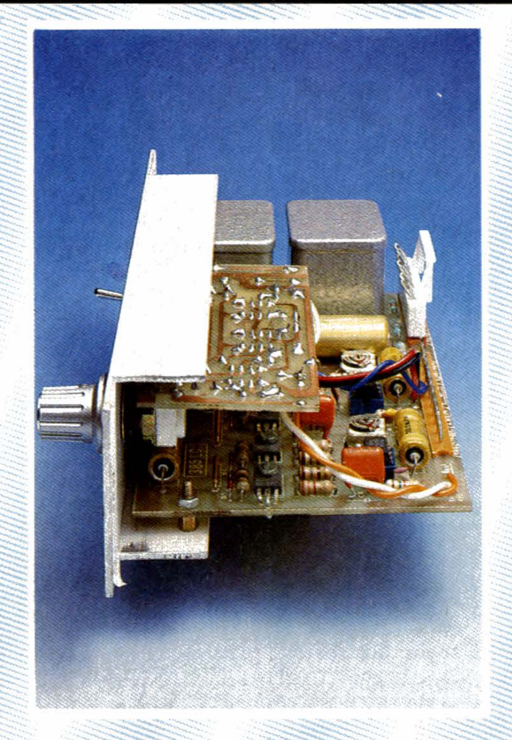
Le fonctionnement est le suivant : On prélève la tension Ucde qui sert à commander les VCA et on l'amplifie de telle sorte qu'elle soit plus facile à soumettre aux comparateurs. Nous avons vu le mois dernier que les dbx nécessitaient — pour devenir atténuateurs — de recevoir sur leur broche 3 une tension positive telle que pour les affaiblissements suivants 5 dB, 10 dB, 15 dB et 20 dB on puisse produire respectivement 30 mV, 60 mV, 90 mV et 120 mV. Est-il utile de faire remarquer que cette commande est linéaire ? Cette particularité est bien pratique pour faire le calcul du réseau de références construit avec R_6 à R_{10}. En effet, chaque « bond » s'effectuant de façon constante, les résistances R_7, R_8, R_9 et R_{10} seront d'égales valeurs. Un calcul simple permettra de définir le point haut (R_6) en partant d'une tension fixe connue 4,7 V, maintenue régulière grâce à la diode zener DZ_1.

Comme nous sommes maitres de l'amplification située en amont, nous ne nous sommes pas privé de nous simplifier la tâche, en considérant que les tensions à mesurer seraient les suivantes : 0,3 V, 0,6 V, 0,9 V et 1,2 V (ce qui revient à multiplier Ucde par 10 dans IC_1).

Le savant calcul consistait à trouver quelle était la valeur de R_6, sachant que l'on disposait de 4,7 V, que l'on voulait mesurer 1,2 V, et que l'on connaissait les valeurs de R_7 à R_{10} (1 kΩ chacune déterminé arbitrairement...) Inutile d'utiliser ici un ordinateur. Sachant que $R_7 + R_8 + R_9 + R_{10} = 4$ kΩ, on peut écrire l'égalité suivante : $4{,}7/1{,}2 = (R_6 + 4)/4$ d'où $R_6 = (4 \times (4{,}7/1{,}2) - 4$ soit 11.66 kΩ que l'on trouvera aisément dans un lot de 12 kΩ.

Ce petit montage prélèvera son alimentation de la ligne POWER AUDIO de l'ampli MASTER OUT. Cette façon de faire vous fera peut-être penser à ne pas compresser trop pour ne pas tirer sur cette ligne POWER AUDIO... Rassurez-vous, elle ne s'effrondrera pas pour autant et celà ne justifiait pas de tirer encore trois fils d'alim pour cette petite carte.

Ces 4 points de mesure : 5, 10, 15 et 20 dB de compression, nous ont semblé amplement suffisants pour imager cette fonction. Il eût été possible de « frimer à mort » en utilisant un UAA170 ou 180, mais nous avons opté pour la sobriété...



Réalisation de la carte indicateur

La *figure 2* donne le dessin du circuit imprimé adéquat et l'implantation des composants. On observera bien la façon de procéder pour plier les pattes de I_1 (modèle KNITTER WRAPPING), illustrée *figure 3*.

Nous donnerons la procédure de réglage, en même temps que celle des amplis de ligne, mais il sera facile de pré-ajuster la carte, en injectant 120 mV continus et positifs à la borne REAL et de positionner le curseur de AJ_1 de telle sorte que Ld_1 s'allume tout juste. Tout doit fonctionner du premier coup.

Les amplis de sorties stéréo

Au stade ou nous sommes, nous disposons environ d'un niveau nominal de 250 mV (− 10 dB pour 0 dB = 775 mV). Nous disons « environ », car il est fort possible que nous vous proposions un décalage de − 5 dB par rapport à ce que nous vous avons demandé de régler précédemment. En effet, à force de torturer notre maquette en lui faisant ingurgiter tout ce qui nous semble intéressant, nous avons constaté que les réglages des indicateurs étaient trop précis... et que de nombreuses personnes se laissaient surprendre par la saturation des étages d'entrées MICRO, tout simplement parce qu'ils avaient envie de voir s'allumer un maximum de petites lumières ! Ainsi, quand la Led correspondant à + 10 dB est

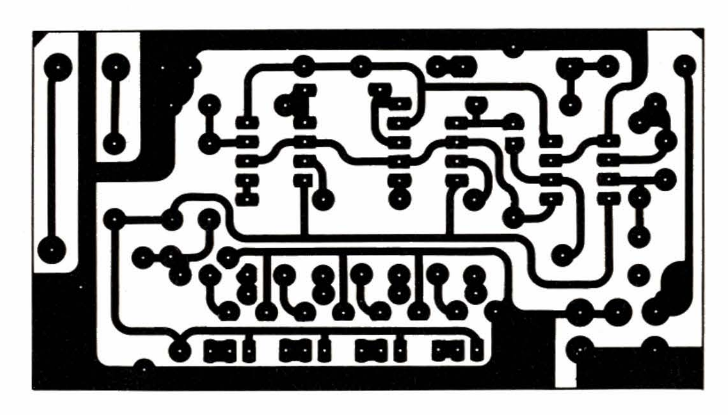
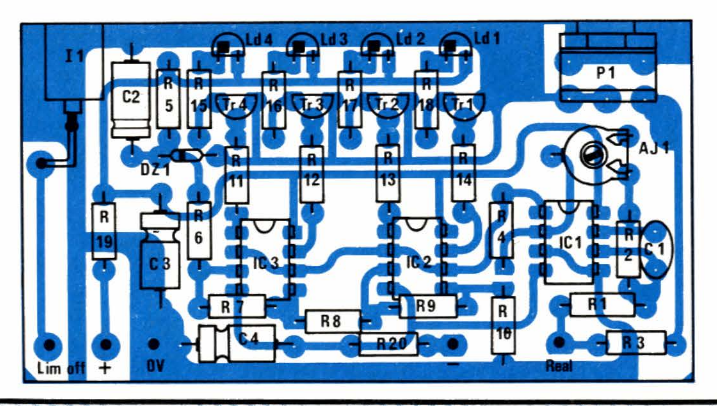
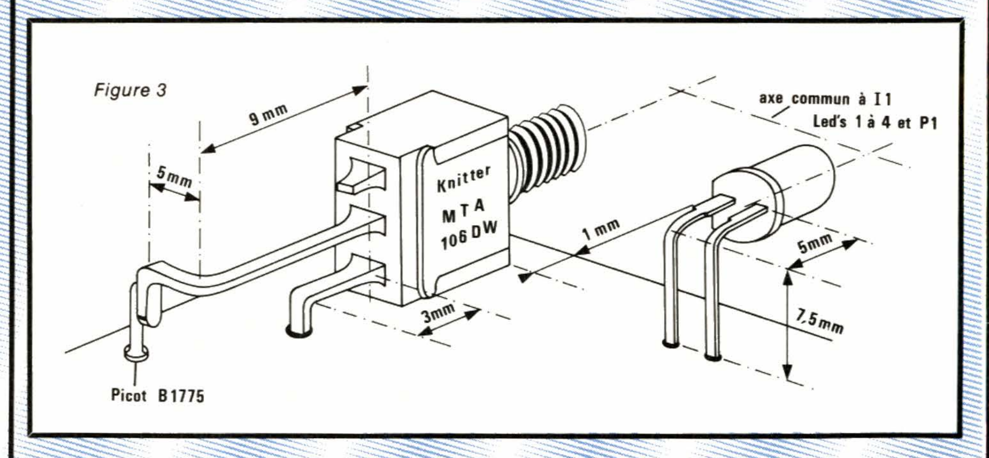


Figure 2





activée, il est souvent trop tard car il ne reste plus que 3 dB de réserve.

La bonne façon de faire consisterait à accepter de se tenir à l'indication 0 dB, ce qui laisserait cette fois 13 dB de garde avant saturation. C'est pourquoi, pour garantir une bonne écoute à ceux qui aiment aussi la lumière, déplacerons nous les points charnières du diagramme des niveaux. Mais ceci peut attendre encore un peu et se faire en même temps que le check list total.

Quoi qu'il en soit, nous devons pouvoir disposer de 1,5 V nominaux et 6,15 V maxi aux sorties MASTER. Ceci nécessite d'intercaler un ampli procurant un gain d'environ + 16 dB entre sortie compresseur et sortie MASTER. L'utilisation des célèbres NE 5534 est toute indiquée pour cette application : très faible bruit et niveau de sortie élevé.

Il ne faut pas perdre de vue que cet étage est le dernier des lignes MASTER, et que le réglage de volume, situé antérieurement, n'en commande pas le bruit propre. Il est donc vital de le traiter avec autant de soin que possible, car son niveau de bruit deviendra une constante.

De nombreuses consoles de mélange bon marché utilisent à fond ce principe et fonctionnent de la manière suivante : gain minimum dans les tranches d'entrées, et gain maximum dans les tranches de sorties. On donne le gain strictement nécessaire pour accepter un niveau moyen provenant d'un micro dynamique dans lequel le chanteur est présumé (condamné à !) hurler, on met un triple correcteur passif qui assomme de 20 dB le peu disponible, puis on réduit encore d'au moins 10 dB dans le Pan Pot et le Fader, enfin, on s'occupe de remonter le signal pour obtenir au mieux 250 mV nominaux et, si le vent est favorable, 1 V maxi. Ne riez pas.. ! Comme les consoles se vendent « aux boutons », il est possible de construire des tranches d'entrées avec gain micro, gain ligne, triple correcteurs, double départs échos, triple départs retours, panpot, fader (soit 10 boutons, une tirette) avec seulement trois transistors par tranche ! On croit rêver mais c'est vrai, et les amplis de sorties ont 60 dB de gain.

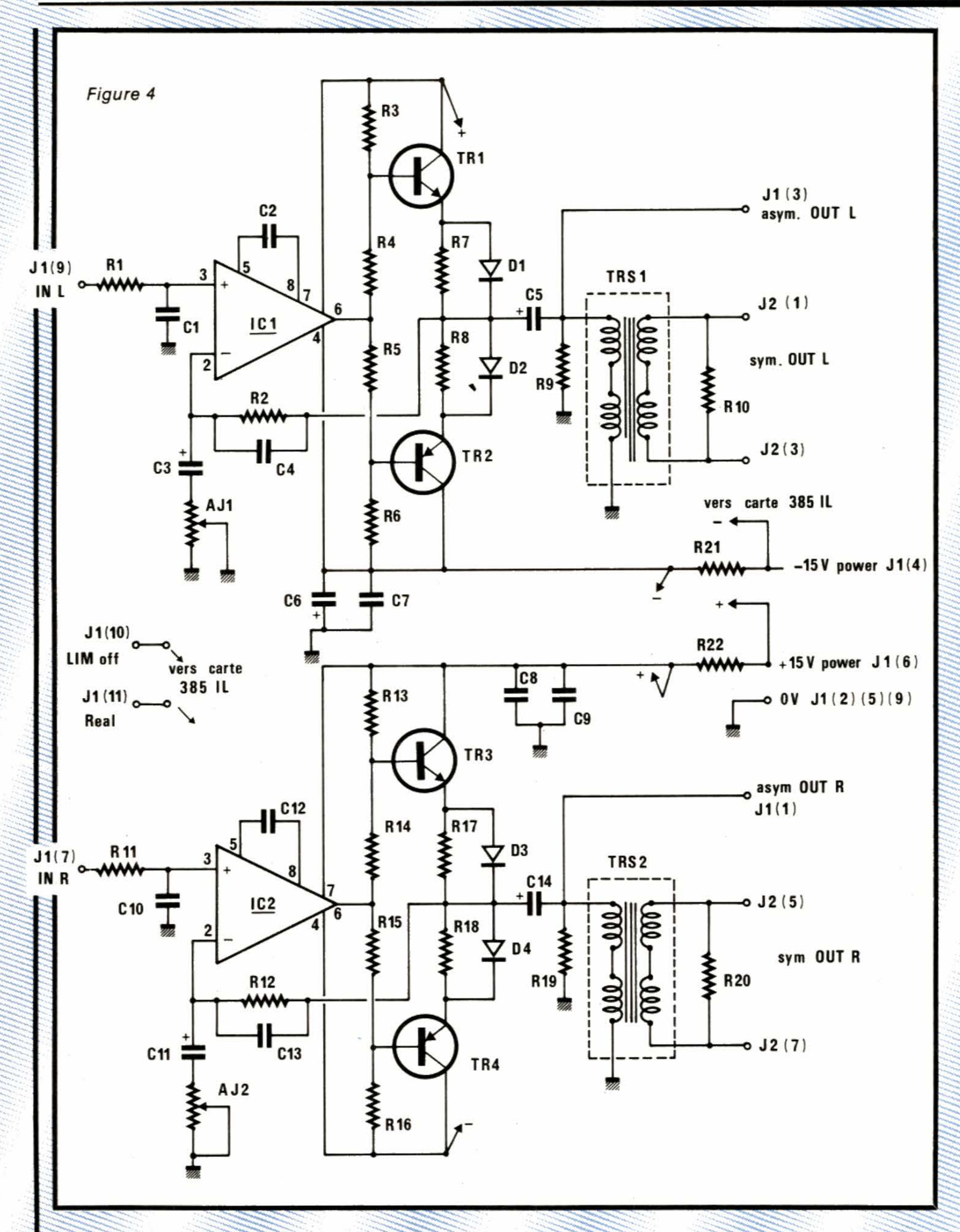
Si nous voulons être honnête, nous devons dire que bien calculée et « moins mégalo », cette formule peut donner des résultats acceptables pour un bon rapport qualité prix.

Une bonne astuce pour classer les catégories de matériel : regardez si il y a une clé FLAT pour les correcteurs. Le retour en LINEAIRE est gênant pour les corrections passives (perte de gain) et pour les montages inverseurs (bien que certains constructeurs ne se gênent pas et retournent la veste du signal sans crier gare), alors que les modèles autorisant la suppression des étages inutiles possèdent tous cette clé bien pratique.

Pour conclure cet intermède destiné à l'information, nous devons dire que nous préférons un correcteur passif sans clé FLAT à une mise en linéaire avec déphasage.

En ce qui nous concerne, pas question de vous abuser puisque notre console se déshabille tous les mois un peu plus (elle a commencé par les bas — niveaux — et finira par les hauts).

Elle le fait encore à la *figure 4*, où l'on découvre le schéma retenu pour ses amplis finaux : c'est un classique circuit non inverseur suivi d'un booster destiné à augmenter sensiblement le courant disponible en sortie, dont le gain est égal à $1 + (R_2/AJ_1)$ ou $1 + (R_{12}/AJ_2)$. Comme $R_2 = R_{12} = 22\ k\Omega$ et que $AJ_1 = AJ_2 = 10\ k\Omega$ on peut obtenir un gain ajustable de 3,2 à 23 si on se restreint à 1 kΩ



minimum pour les ajustables. Ces rapports U_s/U_e correspondent à des gains de 10 à 27 dB, plage largement suffisante pour nos besoins précis.

On aurait pu se dispenser des condensateurs C_5 et C_{14}, mais les transformateurs sont à préserver de toute tension continue. Bien entendu, la valeur retenue pour ces condensateurs est importante (1000 micro Farad) et les fréquences graves ne souffrent pas de leur présence.

Chaque voie comporte une sortie double : une symétrique et une asymétrique. La sortie asymétrique sera suivie d'un potentiomètre double monté sur la face arrière, destiné à en ajuster le niveau. Ainsi, les standards des machines « amateurs » — – 10 dB — seront acceptés sans problème par cette sortie. En changeant les valeurs de AJ_1 et AJ_2, il serait possible d'adapter les sorties symétriques à une valeur proche de ce standard, mais il est rare de trouver des entrées symétriques à – 10 dB.

Signalons tout de suite au lecteur qui souhaite avancer progressivement, que les transfos peuvent être omis dans un premier temps, et même définitivement si on n'en ressent pas le besoin.

Le transformateur que nous utilisons est référencé SC2303B par MILLERIOUX. Pour tout vous dire, l'auteur ne sait pas grand chose de ce transformateur ! il s'explique : en février de cette année, il a transmis son cahier des charges au fabriquant en ces termes :

- Rapport de transformation à vide : 1/1
- Impédance nominale de source : 600 Ohms
- L à 1 kHz : 4 H
- Résistance au primaire : 35 Ohms
- Bande passante à +/– 1 dB : 20 Hz à 25 kHz
- Charge secondaire : 600 à 20 k Ohms
- Niveau maxi pour 1 % de distorsion : + 24 dB (pour toute la B.P.)
- Protection magnétique : > 50 dB
- Version CI, fixation complémentaire par vis.

Suivaient les côtes maxi possibles. Les Ets. MILLERIOUX ont répondu par l'envoi d'un modèle SC 2303B que l'auteur s'est empressé de monter sur le prototype d'ampli de ligne, et de passer aux essais et mesures. Comme les épreuves avaient brillamment été supportées par l'échantillon, il a confirmé son choix pour ce modèle, sans ce soucier de s'en faire donner les caractéristiques officielles. En feuilletant avec attention le catalogue du constructeur, il n'a trouvé qu'un B 2303 B. Et ce serait un transformateur d'isolement 220 V/ 220 V, 30 VA, éprouvé à 2000 V ! Il pourrait bien s'agir de ce type de translateur, mais prévu pour 110 ou 220 V. Nous nous tiendrons au courant, mais en tout cas « ça marche bien ».

Son seul défaut est de coûter environ 250 Frs HT. Mais il n'y a pas de miracle dans ce domaine du moins : la qualité se paye au départ et « paye » dans le temps.

Réalisation

Le circuit imprimé et l'implantation des composants sont donnés figure 5.

Quelques points particuliers attireront votre attention :

- Ne pas oublier les deux straps de 15 mm et 20 mm.
- Les liaisons extérieures sont réparties sur deux connecteurs : un de 11 broches qui regroupe les entrées L et R, les sorties asymétriques L et R, les lignes REAL et LIM off en provenance du compresseur, et les alims « POWER ». L'autre, de 7 broches seulement ne comporte que les entrées symétriques L et R.

De plus, si vous regardez bien la carte, vous constaterez qu'il serait possible de la couper en deux, juste au bord des transfos. Ainsi, si on n'opte pas pour les sorties symétriques, est-il possible de ne rien câbler de toute la partie droite et, si le

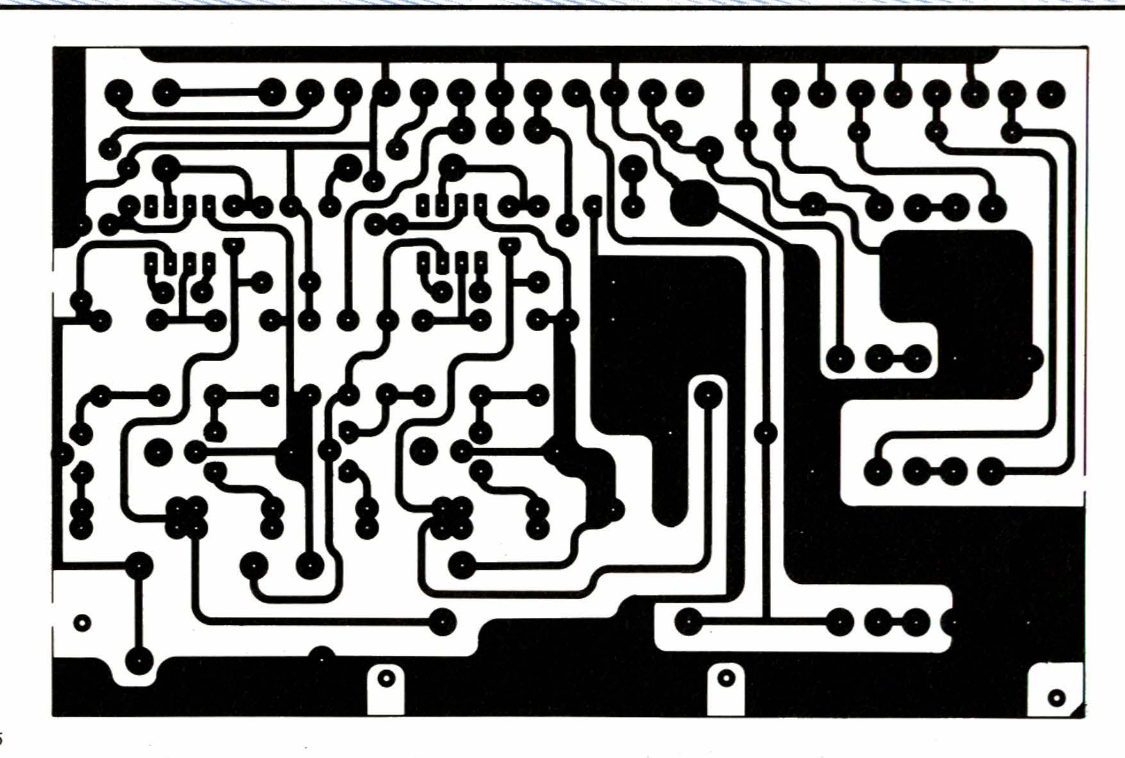
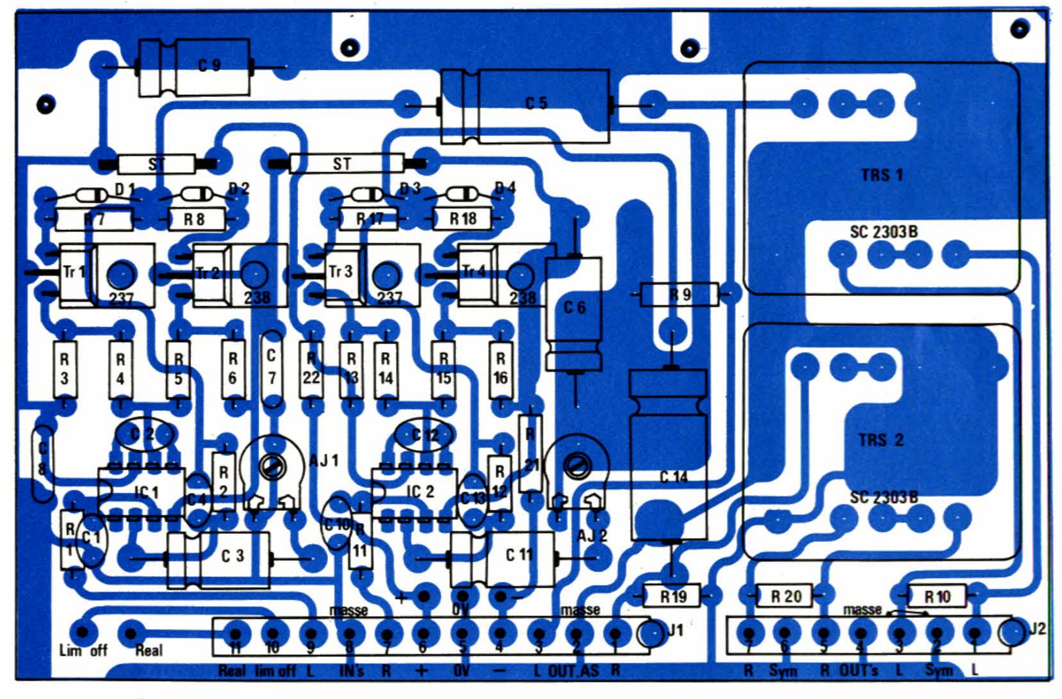


Figure 5



choix est définitif, de réduire le format de celle-ci. Mais réfléchissez bien avant d'agir car vous pourriez regretter cette amputation plus tard.

Par contre vous pouvez avoir besoin un jour d'un ampli de casque ou d'un booster stéréo asymétrique. Dans ce cas, la carte est tout prête.

- Les transistors (2 × BD237 et 2 × BD238) sont couchés sur le CI et boulonnés à celui-ci. On fera attention en pliant les pattes à ne pas casser le boitier. Les boulons seront indifféremment métalliques ou en nylon : les liaisons aux collecteurs sont faites par les pattes centrales et non par le boitier.

- Les lecteurs qui envisagent de transporter leur console (scène, car de reportage, studio mobile) devront IMPERATIVEMENT coller au Rubson les condensateurs C_5 et C_{14}.

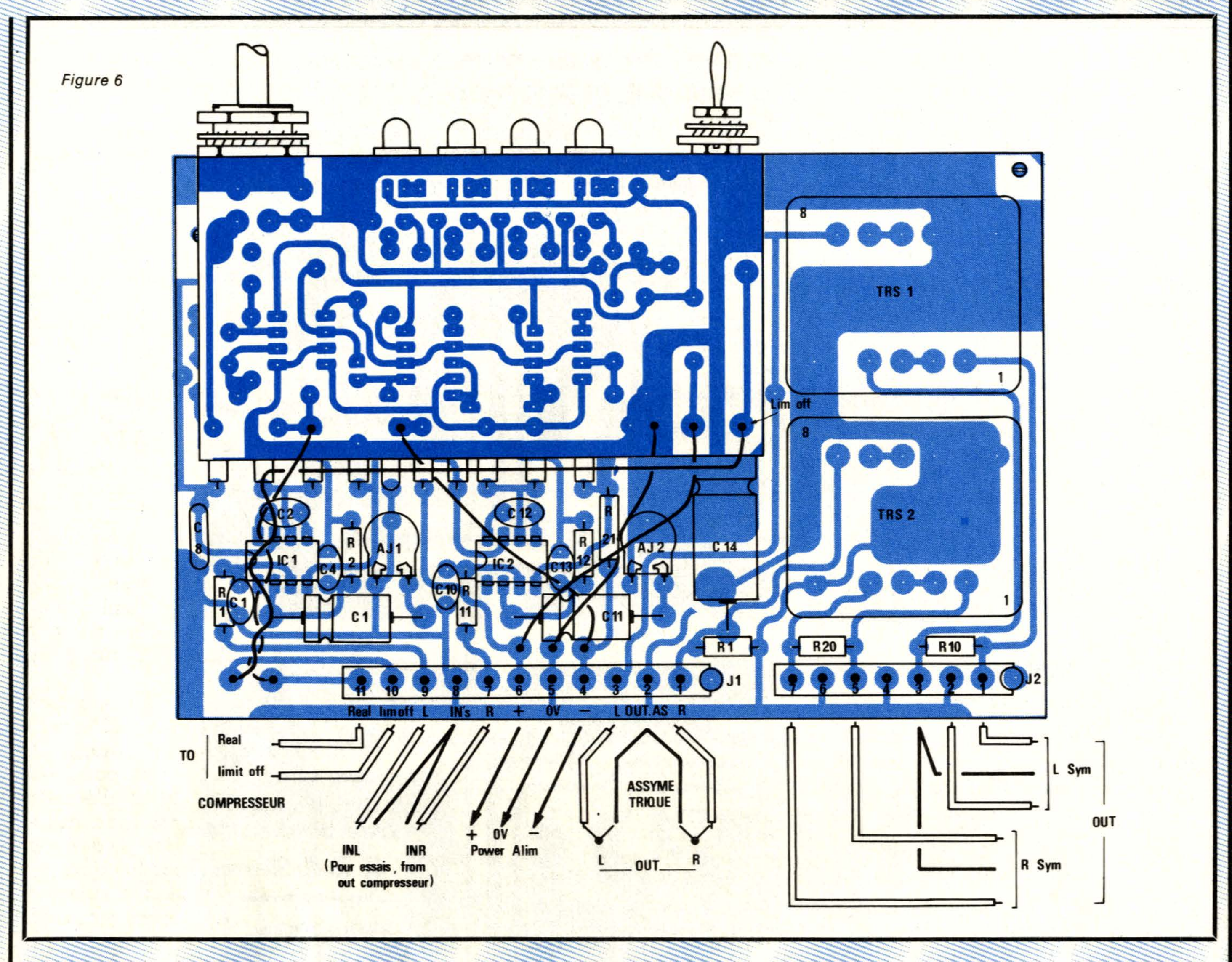
- Il ne faudra pas oublier non plus les vis de fixation des transfos, sous prétexte qu'il y a déjà 8 soudures. Ces pièces sont beaucoup plus lourdes que les SD 41 ou SP 61 que vous connaissez.

Assemblage mécanique

La *figure 6* comporte une grande partie de l'assemblage des cartes sur la face avant et définit aussi le câblage interne et externe.

Comme d'habitude, on commencera par percer la face avant dont le dessin est représenté *figure 7* à l'échelle 1.

Ne cherchez pas plus de 8 trous : les inscriptions remplissent l'espace occupé par les transformateurs et il n'y a en fait que peu d'or-



ganes de commande pour un volume et un poids d'électronique relativement important.

Nous ne redonnerons pas les côtes des découpes, car ce sont les mêmes que pour les modules CORRECTEURS.

Revenons à la *figure 6* : pour repérer et percer avec précision les 4 trous de fixation de la carte AMPLIS, nous vous conseillons de percer le CI, et de repérer sur l'alu en plaquant la carte encore vierge de composants, donc plate. Comme la carte est montée à l'intérieur du U, il faudra penser (en repérant depuis l'extérieur) à décaler celle-ci d'environ 2,5 ou 3 mm du plan supérieur du U : 2 mm pour l'épaisseur de l'alu + 0,5 à 1 mm pour ne pas risquer de contact avec le cuivre bordant la carte. On alignera celle-ci par rapport à la découpe côté supérieur, afin que la carte INDICATEUR ne bute pas dans les transfos.

Quand tout est percé, on peut assembler le U et la carte AMPLI, à l'aide de 4 colonnettes de 5 mm. ATTENTION aux soudures opulentes et aux pattes de composants coupées longues !

Puis on fixera la carte INDICATEUR par son potentiomètre et son interrupteur. Les composants des deux cartes « se regardent » : c'est pourquoi on voit la face cuivre de la petite carte sur la *figure 6*.

Le câblage interne se résume à assurer les 5 liaisons suivantes : REAL, LIM off, +, −, 0 volt. Pour ce faire, on dispose de 5 trous dans la carte AMPLI, comme l'indique le dessin.

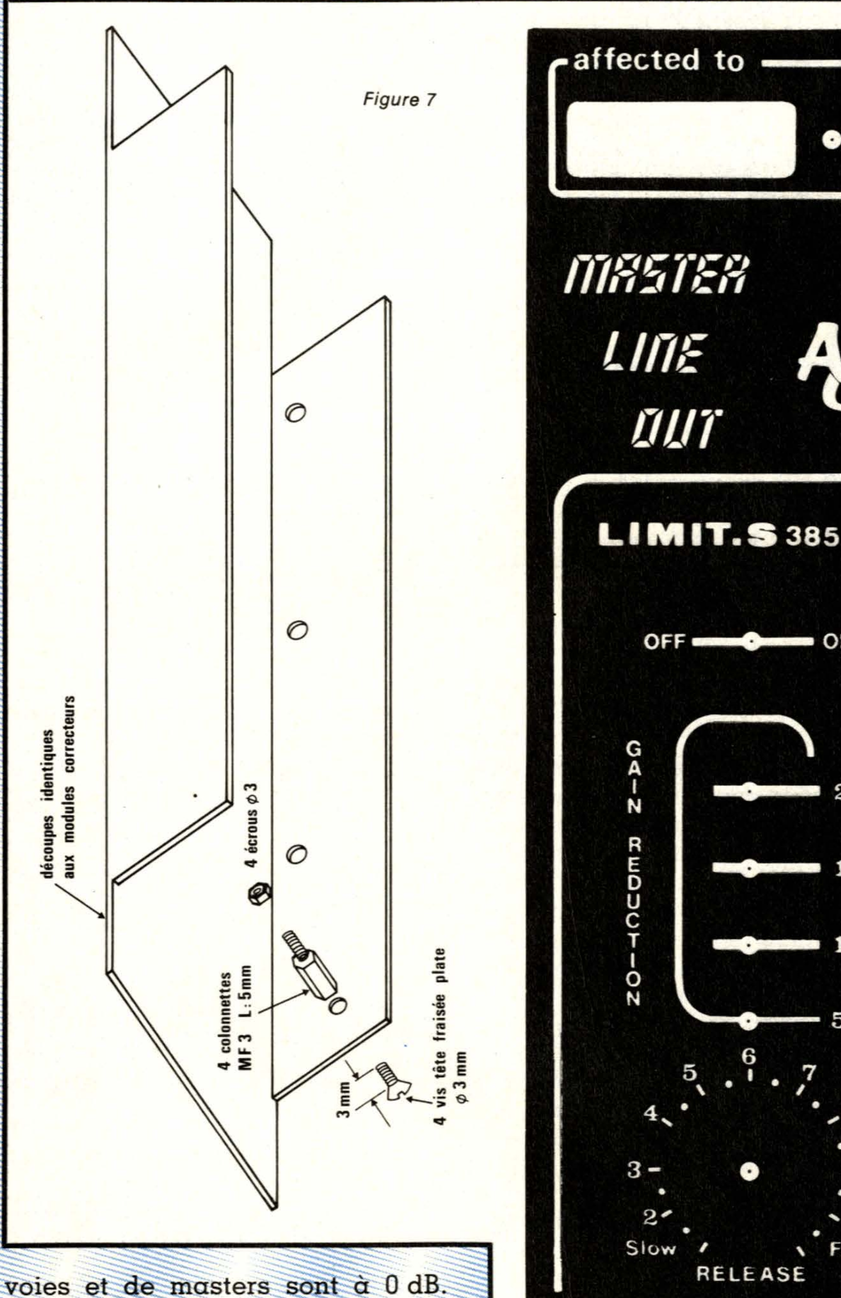
Pour les connexions externes, on reliera les deux lignes REAL et LIMIT off par du fil de câblage simple, aux points correspondants du compresseur. Pendant qu'on y est, on reliera IN L et IN R à OUT L et OUT R du compresseur. Les autres bornes (ALIM et OUT asy/ sy) seront câblées volantes pour les essais. Nous proposerons plus tard une face arrière pour ces sorties.

Notez bien que les deux fils de masse connectés aux tresses de IN L et IN R sur la *figure 6*, ne seront utilisés que pendant les essais sur table et disparaitront ensuite.

Réglages

Si on a effectué le préajustement de la carte indicateur, on se contentera de vérifier que quand le compresseur écrase de 20 dB, la Led 1 (vers I₁) s'allume juste. Bien entendu Ld2, 3 et 4 seront aussi activées !

Pour le réglage des amplis, nous avons envie de vous dire de laisser toute la résistance aux ajustables (maxi à gauche), tellement nous avons peur que vous détruisiez vos encientes ! Et déjà dans ces conditions il faut faire attention : à titre indicatif, notre maquette est réglée de cette façon pour attaquer un magnétophone REVOX A 77 ajusté sur AUX à 3,5 de gain, et il module très confortablement, surtout grâce aux compresseurs, quand les faders de



voies et de masters sont à 0 dB. L'ampli REVOX A78 est à volume 1,5... et les boules ELIPSON bondissent sur leurs supports ! Le tout exité exité par un NEUMANN (gain MICRO à 35 dB) ou un SHURE dynamique (gain à 45 dB). Ces quelques indications doivent « parler » à bon nombre d'entre vous. Si on ajoute que le souffle n'existe pas et que la courbe tient largement la demande audio, il y a de quoi ne pas regretter d'avoir entrepris cette réalisation. Mais vous vous en rendrez compte vous-même !

Si vous jurez d'être prudents, vous pourrez régler AJ_1 et AJ_2, de telle sorte qu'en injectant 245 mV vous obteniez 1,54 V aux sorties. La vérification du maximum possible (+ 18 dB = 6,15 V) se fera uniquement au labo : ni enceinte, ni ampli SVP.

Pour ce qui concerne la réalisation de ce module, nous en avons fini et les écoutes peuvent démarrer.

Profitez en pour contrôler tout à nouveau, afin de faire vite apparaître les maladies de jeunesse ! Et quel plaisir de pouvoir enfin mélanger des modulations sur cette console dont vous rêvez depuis si longtemps.

Informations diverses

Il ne faudrait quand même pas penser que tout est terminé, loin s'en faut. Les quelques informations qui suivent permettront de vous donner une idée du programme 1986.

Nous avons repris le plan d'occupation du chassis, commencé page 28 du N° 448, et l'avons complété comme le montre la *figure 8*.

La tranche N° 13 comporte à sa partie supérieure un module AMPLIS DE CASQUE, suivi de trois modules regroupant les départs AUX 1, 2, les circuits de retour (FB), et les commandes SOLO de tout celà.

Les tranches 14 et 15 sont celles des voies MASTER 1 et 2, comportant chacune un MASTER FADER + COMPRESSEUR, suivi du module d'écoute solo, télécommande enregistrement, ouverture de voie, retours échos 1 et 2, puis du MASTER LINE OUT que nous venons de voir, et enfin d'un VU à deux fois 14 Led. Les départs MULTI qui sont dessinés au bas de ces tranches ne sont pas encore confirmés à ce jour, donc sous réserves.

La tranche 16 est destinée aux écoutes cabine et studio. Elle possède un fader d'écoute cabine, suivi de deux modules regroupant les commutations de choix d'écoute manuelles, et la commande automatique de SOLO, enfin le dernier module porte le même VU que les voies MASTER. Ce sera le sujet de notre rendez-vous du mois prochain et on construira donc 3 pièces identiques.

La tranche 17 recevra un générateur de fonction complet + les circuits d'intercom entre cabine et studio, les contrôles de tensions d'alims, etc... Bien entendu, les prises casques (Sélect + PFL) seront ramenées à l'avant. Pour l'alimentation, nous y pensons de plus en plus concrètement, et sa description s'insèrera sans doute assez prochainement. Nous avons abandonné l'idée des systèmes à découpage pour des raisons diverses dont la principale est la difficulté de réaliser des selfs correctes. Nous retournerons donc aux bons vieux principes connus de tous, et par le fait rapidement et facilement dépannables (autre raison ayant conduit à ce choix). Nous avions même pensé à certaines alims modulaires professionnelles toutes montées, mais le prix en est réellement trop élevé. Nous construirons donc un rack indépendant, peut-être ventilé, et comportant des circuits de secours. Tout ceci est sur la table à dessin pour l'instant et nous

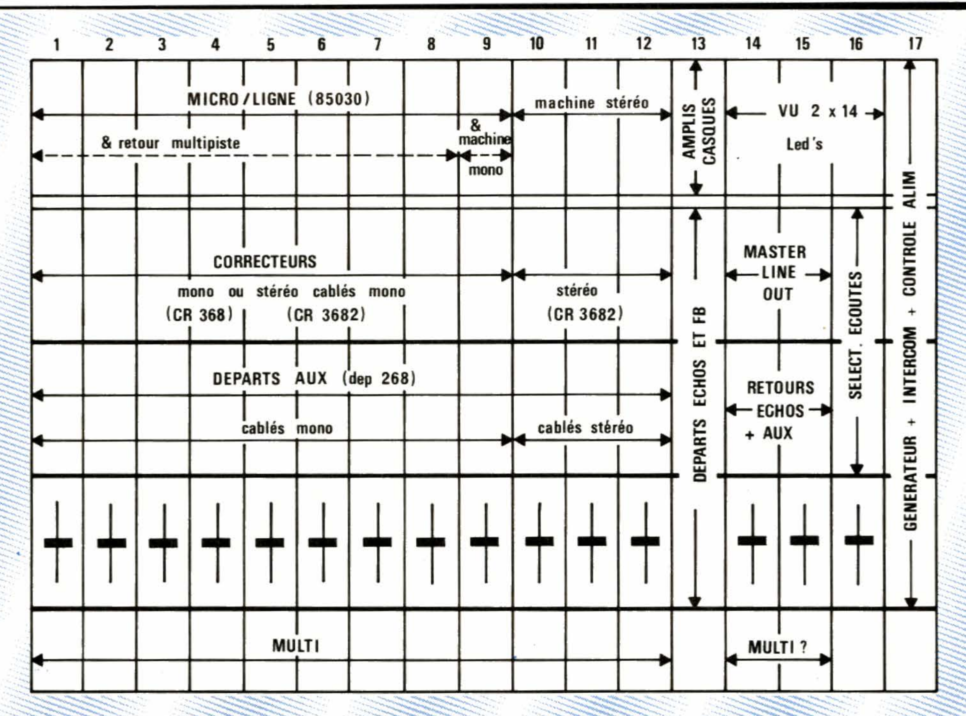


Figure 8

nous occupons de trouver les éléments disponibles.

Puisque nous venons à parler de disponibilité, il semblerait que les inters SHADOW vous posent des problèmes. Sachez donc qu'ils sont au catalogue HBN pour les versions retenues jusqu'alors, et que chez SONEREL, on vous a trouvé les boutons avec pastilles de couleurs basculantes : au repos le bouton est noir, et quand on a pressé dessus, il devient bleu, vert, rouge, jaune, ou blanc. Cette visualisation économique est peut-être déductible des impôts au titre de l'économie d'énergie... Non ?.. Tant pis !

Les Faders aussi vous causent des tourments. Ce n'est pas qu'ils soient indisponibles ou mal distribués (bien au contraire), mais il s'avère que vous avez envie des MCB au prix des RUWIDO... Sans aller jusque là, nous sommes porteur d'une bonne nouvelle (depuis longtemps déjà), dont le secret est enfin levable publiquement.

MCB va produire un fader équipé de la même piste PLASTIQUE que les AT 104 et 2104, une mécanique douce, un kit switch adaptable sans bricolage, pour environ 250 Frs HT (sous réserves : c'est un ordre d'idées).

Cette bonne nouvelle est attendue pour Janvier 1986, et en patientant un peu, on devrait pouvoir éviter les erreurs qu'ont faites certains d'entre vous qui ont monté des ALPS sur des faces « avant » MCB : les gravures ne correspondent absolument pas ! On constate un 0 dB reculé de 5 mm environ (perte d'exploitation dans une zone importante), et la course effective pour la plage − 30 à − 60 dB est de 1 cm pour les ALPS contre 2,7 cm pour les MCB. (de plus l'excursion des ALPS est de 100 mm contre 104 pour MCB).

Toutes ces remarques ne cherchent pas à critiquer la qualité de ces faders japonais (ils ont leur place dans le matériel grand public), mais c'est un peu comme si vous montiez des pneumatiques « pas chers » sur une formule 1... Surtout si l'on sait que les versions stéréo sont pratiquement introuvables.

Ne vous emflammez donc pas trop vite, l'investissement est important et DOIT vous satisfaire.

Autre remarque concernant les NE 5534. On en trouve à des prix inférieurs au prix d'achat d'un revendeur les approvisionnant par 1000 auprès du fabricant ! ! Il y a un truc, c'est certain. Ce sont peut-être des produits hors normes ? Un circuit de cette qualité doit se vendre environ 30 à 35 Frs. Si on vous le propose à 15 Frs, l'auteur vous conseille de prendre des TL 071 de bonne facture...

Soyez certains que nous n'avons aucun intérêt financier dans ces conseils, mais nous avons souffert il y a quelques années d'un choix malheureux de 50 lampes ECC83 à 9 Frs pièce, dont il ne restait deux ans après que 6 en vie... : les modèles à 50 Frs étaient donc moins coûteux à la longue !

Un raisonnement faux consiste à croire qu'on peut monter de « bonnes pièces » sur les montages demandant peu de composants, et qu'il faut tirer à l'économie quand on a besoin de 20 ou 100 pièces. Mieux vaut obtenir des prix par quantité pour des pièces saines que de devoir remplacer régulièrement une centaine de composants « bon marché ». Pensez-y !

Services

Ce mois-ci la rubrique SERVICES vous propose la face avant du module MASTER LINE OUT que vous venez de découvrir.

Les circuits imprimés, quant à eux, font partie du CI n° 5 dont le contenu a été détaillé le mois dernier.

Conclusion

Le bilan de cette année 1985, concernant notre réalisation, est positif (vos oreilles vont bientôt acquiescer).

En attendant 1986 (qui, à n'en pas douter, sera encore meilleure), l'auteur vous souhaite, ainsi qu'à tout ceux qui œuvrent pour RADIO PLANS, un JOYEUX NOËL.

Jean ALARY

Rectificatifs

Encore quelques petites erreurs sans gravité, mais que nous allons corriger de suite. Un lecteur de CHARLEROI (BELGIQUE) a fait un relevé précis — nous l'en remercions vivement — des anomalies relatives aux numéros 449, 451, 452 et 454. Il n'y a pas partout des erreurs, mais ses remarques sont toutes justifiées et présentent donc un intérêt certain.

Commençons par un problème de photographies : certaines couleurs ne respectent pas la réalité. Aussi, ce lecteur attentif s'inquiétait de voir des résistances « brun, noir, rouge » sur la maquette, alors qu'il était annoncé 10 kΩ dans la nomenclature (n° 451 p. 36 et 454 p. 43). La nomenclature est exacte, c'est la maquette qui a pris un coup de soleil sous les spots du photographe ! Passons aux vrais problèmes.

N° 449 p. 50, la résistance non marquée entre R_8, R_{10} et R_{13} est R_{38}.

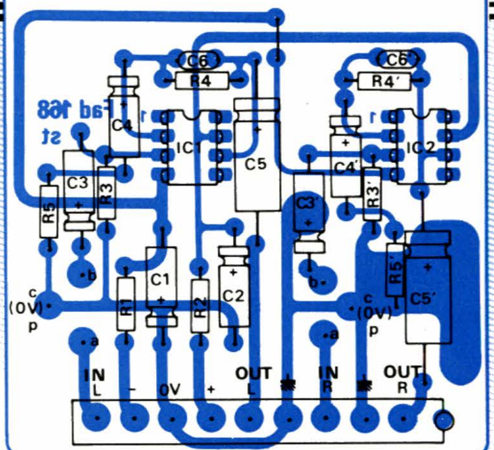
N° 449 p. 53, le fil rigide qui sert à immobiliser les 8 petits circuits ne doit être mis à la masse que d'un côté (voir photos).

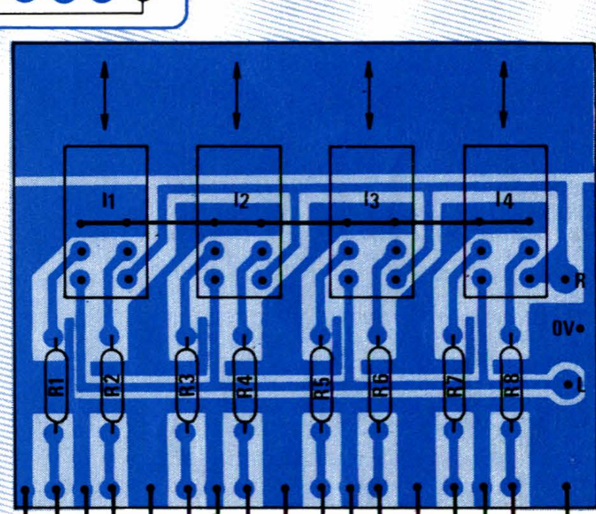
N° 452 p. 35 **figure 6**, il manque effectivement une liaison entre deux points 0 V. Il faut relier la troisième broche du connecteur (en partant de la gauche), à la sixième. Ceci revient à réunir R_3' et C_1.

Dans le n° 454, il manque une liaison entre toutes les cosses supérieures des Shadow's. Comme par hasard, cette ligne de masse est absente tant sur le dessin de l'implantation (**figure n° 2** p. 37) que sur la maquette photographiée ! Mea culpa.

Pour corriger le tir, il suffit de se reporter à la photo de la page 43, et de penser à faire passer un fil rigide en enfilade dans toutes les cosses les plus à gauche des Shadow's (celles qui sont du côté des boutons).

Cette petite mise à jour sera complète quand vous aurez accepté nos plus plates excuses.





Nomenclatures

1° Carte indicateur de limitation

Résistances 1/4 W métal

R_1: 330 kΩ
R_2: 330 kΩ
R_3: 100 kΩ
R_4: 47 kΩ
R_5: 820 Ω
R_6: 12 kΩ
R_7: 1 kΩ
R_8: 1 kΩ
R_9: 1 kΩ
R_{10}: 1 kΩ
R_{11}: 1,8 kΩ
R_{12}: 1,8 kΩ
R_{13}: 1,8 kΩ
R_{14}: 1,8 kΩ
R_{15}: 680 Ω
R_{16}: 680 Ω
R_{17}: 680 Ω
R_{18}: 680 Ω
R_{19}: 27 Ω
R_{20}: 27 Ω

Led

LD_1 à LD_4: LED'S rouges de 5 mm

Circuits intégrés

IC_1 à IC_3: TL 072

Inter

I_1: Knitter réf. MTA 106 DW

Condensateurs

C_1: 33 pF
C_2: 10 µF 63 V
C_3: 10 µF 63 V
C_4: 10 µF 63 V

Transistors

TR_1 à TR_4: BC 557

Zener

DZ_1: BZX 85C 4,7 V

Potentiomètre

P_1: 4,7 kΩ A Sfernice

Ajustable

AJ_1: 10 kΩ Horiz.

Divers

1 picot B 1775
3 supports 8 B

2° Carte ampli master out

Résistance 1/4 W métal

R_1: 1,5 kΩ RCMS 05
R_2: 22 kΩ
R_3: 3,3 kΩ
R_4: 180 Ω
R_5: 180 Ω
R_6: 3,3 kΩ N 4
R_7: 10 Ω
R_8: 10 Ω
R_9: 2,7 kΩ
R_{10}: 2,2 kΩ
R_{11}: 1,5 kΩ RCMS 05
R_{12}: 22 kΩ
R_{13}: 3,3 kΩ
R_{14}: 180 Ω
R_{15}: 180 Ω
R_{16}: 3,3 kΩ
R_{17}: 10 Ω N 4
R_{18}: 10 Ω
R_{19}: 2,7 kΩ
R_{20}: 2,2 kΩ
R_{21}: 10 Ω
R_{22}: 10 Ω

Circuits intégrés

IC_1 et IC_2:
NE 5534 AN + Supports

Diodes

D_1 à D_4: IN 914

Condensateurs

C_1: 100 pF
C_2: 22 pF
C_3: 100 µF 25 V
C_4: 22 pF
C_5: 1000 µF 16 V
C_6: 100 µF 25 V
C_7: 0,1 µF
C_8: 0,1 µF
C_9: 100 µF 25 V
C_{10}: 100 pF
C_{11}: 100 µF 25 V
C_{12}: 22 pF
C_{13}: 22 pF
C_{14}: 1000 µF 16 V

Transformateurs

2 × SC2303 B MILLERIOUX

Transistors

TR_1, TR_3: BD 237
TR_2, TR_4: BD 238

Ajustables

AJ_1, AJ_2: 10 kΩ Horiz.

Connecteurs

J: 11 broches M + F
J_2: 7 broches M + F

Divers

1 strap de 15, 1 de 20, 12 boulons de diam. 3 mm, 4 colonnettes de 5 mm.
FACE AVANT et CIRCUIT IMPRIME
Bouton pour axe de 6 mm.

L'ANALOGIQUE ?...
UNE NOUVELLE MODE !...

ICE

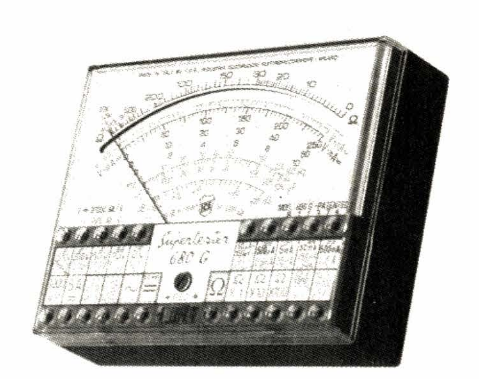
LEADER EUROPEEN DES CONTRÔLEURS ANALOGIQUES
VOUS FAIT BÉNÉFICIER DU DERNIER REAJUSTEMENT MONÉTAIRE

Contrôleur universel 680 R

- **80 gammes de mesure**
- **20 000 Ω/V en continu**
- **4 000 Ω/V en alternatif**
- **Cadran panoramique avec miroir de parallaxe**
- **Anti chocs**
- **Anti-surcharges par limiteur et fusible**
- **Anti-magnétique**
- **Caractéristiques techniques :**

Classe 1 en continu et 2 en alternatif.
Tensions continues : 13 gammes de 100 mV à 2 000 V - pleine échelle
Tensions alternatives : 11 gammes de 2 V à 2 500 V -pleine échelle
Intensités continues : 12 gammes de 50 μA à 10 A -pleine échelle
Intensités alternatives : 10 gammes de 250 μA à 5 A -pleine échelle
Résistances : 6 gammes de 5,5 Ω à 0,5 MΩ - milieu d'échelle
Capacités : 6 gammes de 50 Kpf à 20 000 μF - pleine échelle
Fréquences : 2 gammes de 500 Hz à 5 000 Hz -pleine échelle
Output-mètre : 9 gammes de 2 V à 2 500 V - pleine échelle
Décibels : 10 gammes de — 10 dB à + 70 dB
Réactances : 1 gamme de 0 à 10 MΩ
Dimensions : 105 × 84 × 32 mm
Poids : 350 g
Accessoires : pince ampèremétrique, shunts, etc.

Prix HT 393 F, TTC 466,10 F





Contrôleur universel 680 G

- **48 gammes de mesure**
- **20 000 Ω/V en continu**
- **4 000 Ω/V en alternatif**
- **Cadre panoramique avec miroir de parallaxe**
- **Anti chocs**
- **Anti surcharges par limiteur et fusible**
- **Anti magnétique**



Prix HT 330 F
TTC 391,38 F

Micro contrôleur universel 80

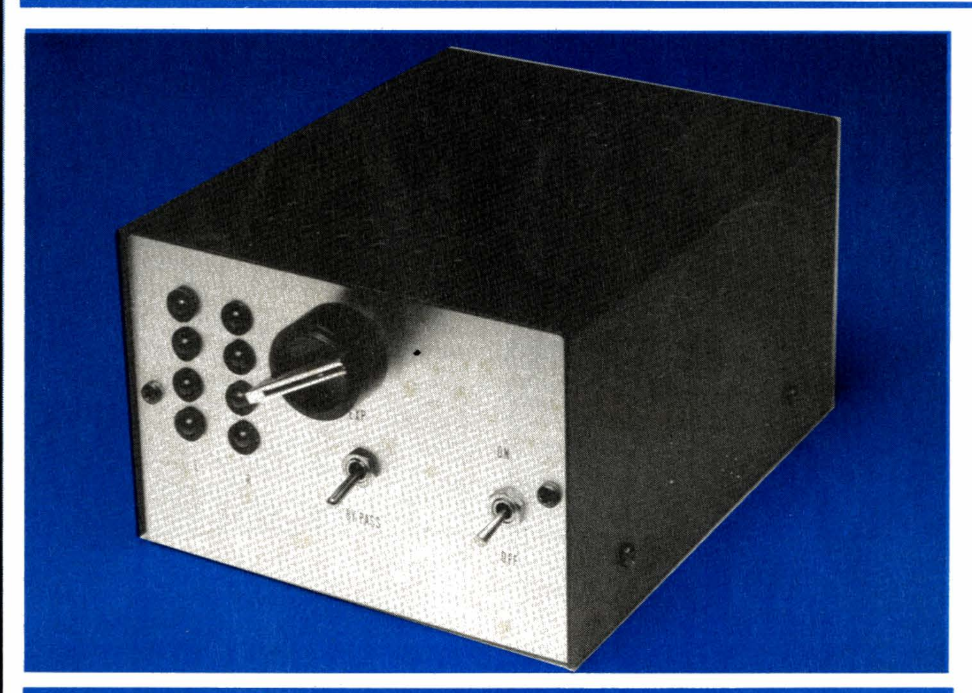
- **36 gammes de mesure**
- **20 000 Ω/V en continu**
- **4 000 Ω/V en alternatif**
- **Cadran panoramique avec miroir de parallaxe**
- **Echelle de 90 mm**
- **Anti-surcharges par limiteur et fusible**
- **Anti-chocs**

Prix HT 252 F
TTC 298,87 F

Tous accessoires disponibles : Pince ampèremétrique - Transfo d'intensité - Shunts - Sonde de température - Luxmètre - Gaussmètre - Voltmètre électronique - Wattmètre, etc.



La Culaz 74370 Charvonnex
Tél. : (50) 67.54.01 - Telex : 310721



temps : ⌛ ⌛
difficulté :
dépense : $ $

Expanseur de dynamique stéréo

L'EXPANSION de dynamique tout comme sa fonction duale : la compression, font partie des quelques mauvais traitements infligés au son, que l'on pourrait qualifier d'effets spéciaux sans en être vraiment.

Popularisée notamment par DBX l'expansion-compression,dont le principe à pour but de réduire le bruit de fond des bandes magnétiques, ne joue aucun rôle sur le contenu fréquentiel ou temporel de la modulation sonore ; en fait elle n'en tient même pas compte contrairement à d'autres procédés de réduction de bruit particulièrement populaires.

Certes, il faut tout de même reconnaitre que, si précédée d'une compression l'expansion de même valeur ne fait que réduire le souffle des bandes, des circuits ou les parasites des disques, la mode veut de plus en plus qu'on utilise l'expanseur tout seul de façon à augmenter artificiellement la pêche de certains morceaux particulièrement « balancés ». Ceci n'est d'ailleurs pas si artificiel que cela, nous en dirons un mot. Notre expanseur est prévu pour la stéréo sans modification de la balance ; un double Vu-mètre permet à chaque instant de connaitre le niveau crête de la modulation de sortie.

L'expansion de dynamique

La dynamique d'un signal est le rapport entre le niveau le plus fort qu'il peut prendre et le niveau le plus faible. Pratiquement pour un signal, par exemple enregistré sur bande, le niveau le plus faible correspondrait au silence (en fait le bruit de la bande) et le niveau le plus fort aux fortissimi de la musique. Disons, pour rester rigoureux que c'est le logarithme du rapport qui est pris en compte de telle sorte que la dynamique puisse s'exprimer en décibels, ce qui est plus pratique. De nombreux articles théoriques ont déjà été consacrés au sujet, nous passerons donc sur le problème. Pour fixer les idées, la dynamique maximum pour un orchestre en direct en salle de concert est de 120 dB environ. Ce même orchestre enregistré sur disque et écouté chez soi verra sa dynamique réduite à environ 60 dB. Cela évite de trop solliciter les enceintes mais surtout cette opération que l'on appelle compression de dynamique est destinée à limiter l'amplitude des sillons qui sinon provoquerait une contrainte aussi intranscriptible que dangereuse pour le diamant de la cellule lectrice. Ramené à des proportions chiffrées, un écart de niveau de 100 entre deux instruments de l'orchestre ne vaut plus que 10 à l'écoute du disque, autant dire que la compression est une opération très énergique. Alors ? Sommes-nous sourds !...

En fait on sent bien que la dynamique d'une salle de concert est différente de celle de sa chaine HI-FI domestique mais cela ne dérange pas outre mesure d'une part en raison de la sensibilité non linéaire de l'oreille, d'autre part et surtout du fait du manque de comparaison possible en temps réel, c'est-à-dire en simultané.

Bref, la compression c'est-à-dire la réduction de dynamique des disques microsillon est due à des raisons électromécaniques ce qui d'une part signifie que toutes les cassettes enregistrées à partir de ce support

original auront au maximum la même dynamique (c'est le cas du 9/ 10 de la musique sur cassettes), d'autre part explique que les disques laser (ou il n'y a aucun contact mécanique de type diamant silon) possède une dynamique proche de la musique en direct.

Tel qu'il a été conçu notre expanseur de dynamique effectue qualitativement et quantitativement l'opération absolument inverse de celle réalisée à la fabrication du disque, microsillon bien sûr. Si votre ampli et vos enceintes suivent, vous aurez à peu près la dynamique d'une salle de concert. L'expanseur travaille de la manière suivante, les sons faibles sont atténués, les sons forts sont amplifiés, on ne touche pas aux sons d'amplitude moyenne. De cette façon l'on assiste à une augmentation de la dynamique.

Un autre intérêt du système est la diminution du bruit de fond, par exemple le souffle propre aux cassettes, puisque le bruit de fond est en principe un signal faible ; il se trouvera d'après ce que nous venons de dire atténué encore plus. Avant d'entrer dans les détails des circuits voyons maintenant le synoptique de l'appareil.

Synoptique de l'expanseur

Comme nous allons le voir notre appareil est construit autour d'un circuit intégré spécial bien connu de nos lecteurs, du moins de ceux qui sont avec nous depuis longtemps. Cependant deux problèmes très importants sont à considérer lors de la fabrication d'un expanseur stéréo :

— D'une part l'appareil doit s'adapter à un ensemble de niveaux d'entrée qui peuvent varier d'une centaine de millivolts à un ou deux volts. En effet notre expanseur s'intercale à divers niveaux (voir **figure 1**) selon le matériel dont on dispose. Cela nous impose la présence d'un correcteur de gain ajustable de façon à régler le seuil 0 dB. Nous y reviendrons lors de la description du circuit.

— D'autre part et c'est par là que pêche la plupart des réalisations proposées, il ne suffit pas pour faire un expanseur stéréo d'en faire deux monos. Expliquons nous, cela n'étant à priori pas évident.

Un signal stéréo est composé de deux modulations qui peuvent être

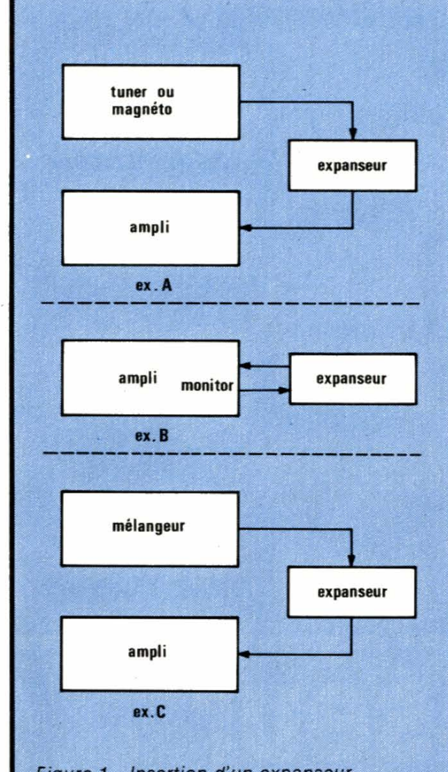


Figure 1 - Insertion d'un expanseur.

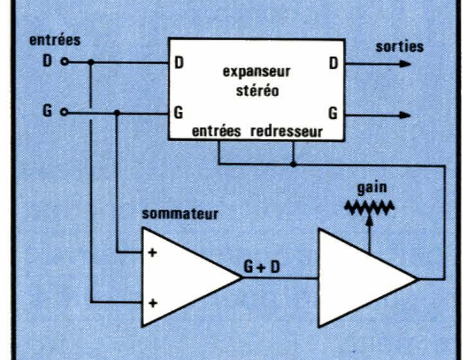


Figure 2 - Schéma synoptique de l'expanseur.

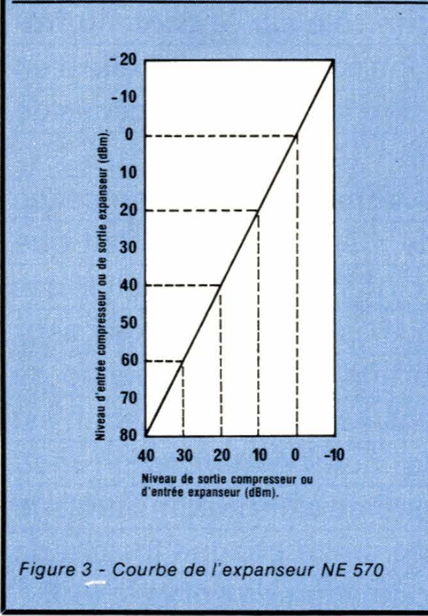


Figure 3 - Courbe de l'expanseur NE 570

entièrement distinctes et sont en tout cas différentes. Toute différence de niveau notamment va être accentuée par l'expanseur si celui-ci intervient de façon indépendante sur les deux canaux.

On en conclue que le résultat sera une modification de la balance et donc une destruction de l'image stéréo.

La solution existe et consiste à utiliser le signal somme des deux canaux droite et gauche pour agir sur le gain des deux expanseurs. Nous aboutissons alors au synoptique de notre appareil (voir **figure 2**). On constatera qu'un réglage syplémentaire de gain a été rajouté de façon à permettre à l'appareil de s'adapter à divers niveaux. Etudions maintenant le circuit utilisé :

Le NE 570, ou NE 571 compresseur expanseur

Ce circuit fabriqué par SIGNETICS et présenté en boitier DIL 16 pattes contient tout ce qu'il faut pour faire un expanseur stéréo. Il a déjà maintes et maintes fois été utilisé dans nos colonnes comme nous l'avons souligné : sa courbe de réponse dynamique est donnée **figure 3**. On y constate que le taux d'expansion est de 2, le point d'inflexion étant situé au niveau 0 dBm soit 775 mV. Les niveaux en dessous de cette valeur sont doublement atténués, ceux au-dessus doublement amplifiés. Cependant 0 dBm correspond plus à un niveau « sonorisation » qu'à un niveau magnéto de prise monitor d'ampli et c'est là l'utilité principale du réglage de gain qui déplace vers le haut ou vers le bas le niveau du point d'inflexion. A la **figure 4** nous indiquons le schéma interne d'un demi NE 570 composé d'un redresseur double alternance, d'une cellule à gain variable dont le gain est réglé par la sortie du redresseur et d'un amplificateur opérationnel intégré qui permet de sortir jusqu'à + 13 dBm soit 3,5 volts RMS sur 300 Ω. Le schéma de base de l'expanseur est donné **figure 5**. Dans un premier temps V_1 et V_2 sont identiques, le niveau de sortie du redresseur est proportionnel à son courant d'entrée de même que le gain de la cellule à gain variable et nous avons :

$$G \times \frac{|V_{IN}|}{R_1}$$

Une capacité C permet d'obtenir le niveau moyen avec une constante

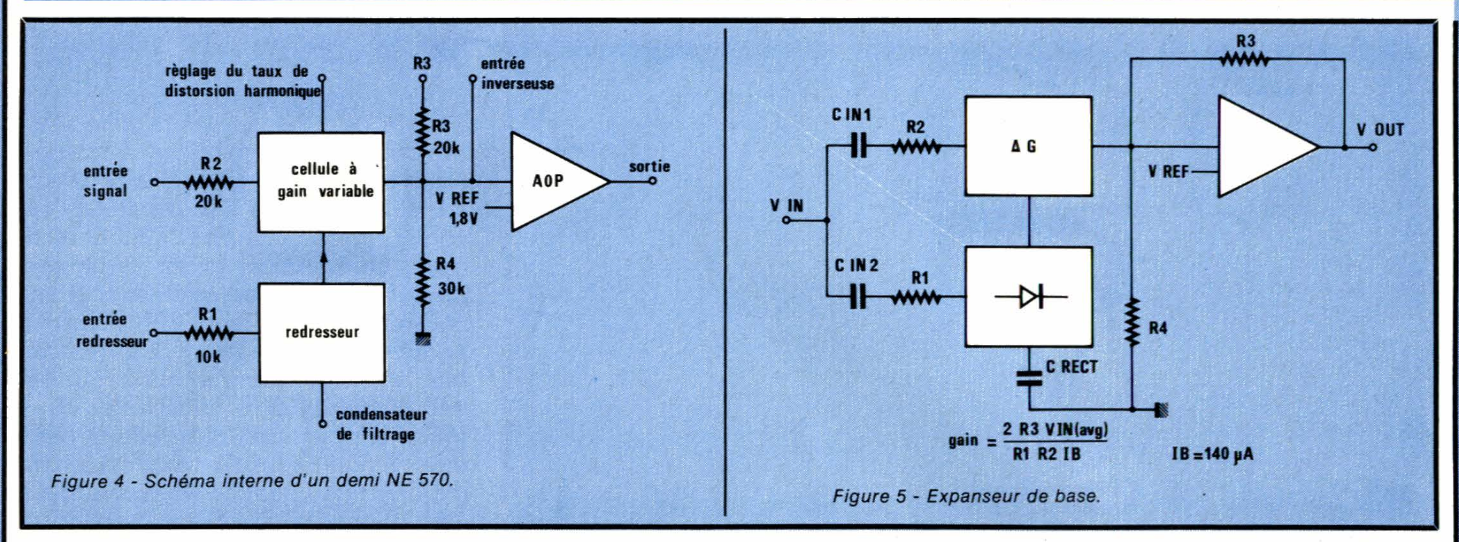


Figure 4 - Schéma interne d'un demi NE 570.

Figure 5 - Expanseur de base.

de temps dépendant de R1 et de sa valeur. Une valeur de capacité trop forte ne permettra pas de répondre avec une rapidité suffisante aux écarts de niveaux, par contre une capacité trop faible engendrera une distorsion trop forte dans le grave. Aussi cette valeur résulte d'un compromis.

Le schéma final

Il est représenté **figure 6** ; on constate que le NE 570 est monté en configuration expanseur de base. Les découplages par condensateur sont indispensables au niveau entrée et sortie, le NE 570 étant alimenté en tension unique + 15 volts par rapport à la masse et délivrant donc une tension continue. Pas de commentaires supplémentaires ici. A la partie inférieure du schéma, nous trouvons l'additionneur permettant d'ajouter niveau droite et gauche et le réglage de gain, le tout fait appel à un 358. Ce circuit étant comme le 570 alimenté en mono-tension nécessite un circuit de polarisation sur ses pattes d'entrée non inverseuses. Un inverseur permet de relier la prise de sortie à la sortie du montage ou à son entrée pour une fonction BY PASS. L'alimentation est délivrée par un transfo 18 volts ou 2 × 9 volts et la régulation assurée par un régulateur 7815. Enfin, **figure 7**, et comme promis au début, nous trouvons le schéma d'un mini vu-mètre que l'on devra réaliser en deux exemplaires pour la version stéréo. Le signal d'entrée est redressé en simple alternance par une

Figure 6 - Schéma électronique de l'expanseur.

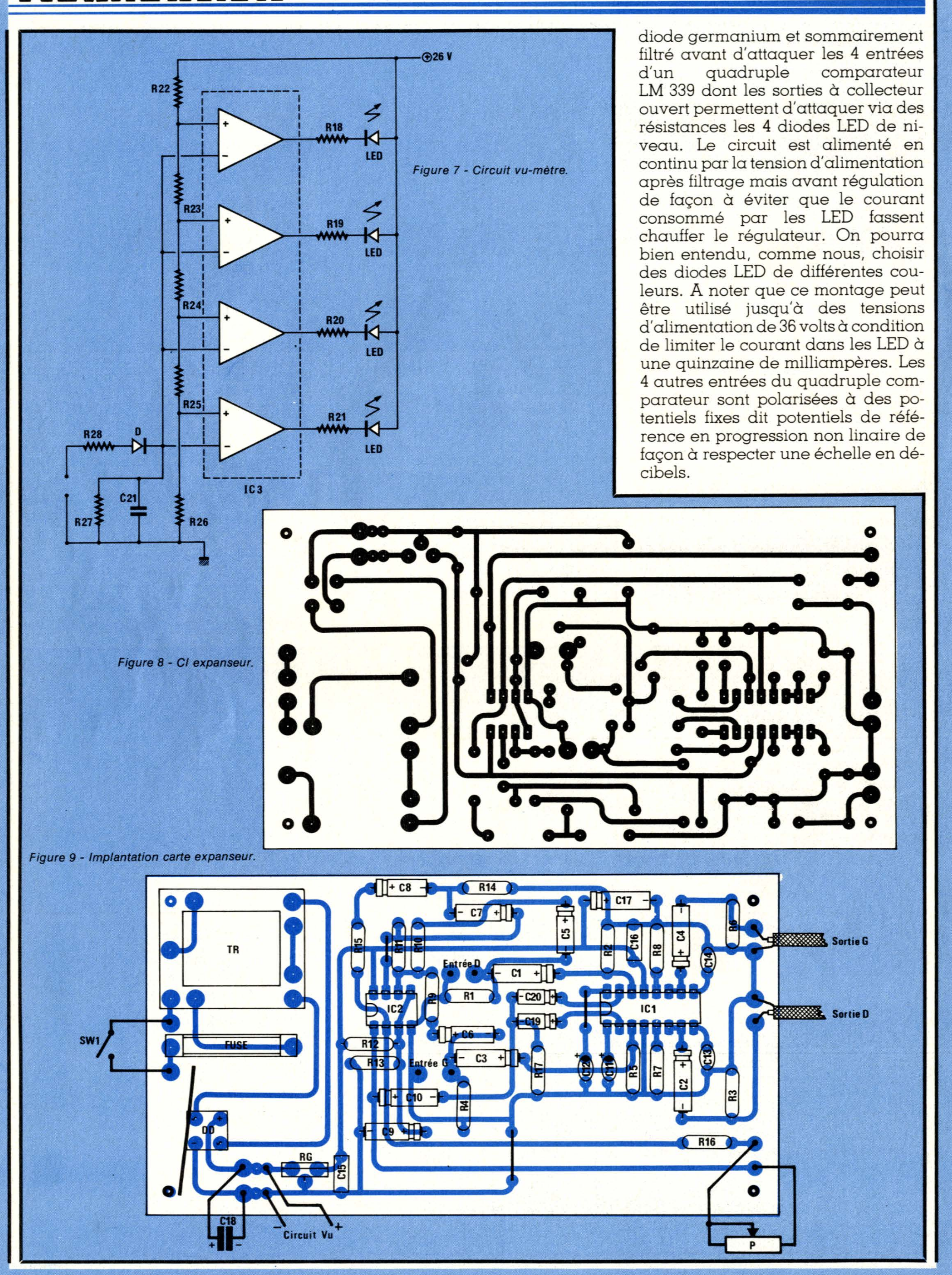


Figure 7 - Circuit vu-mètre.

Figure 8 - CI expanseur.

Figure 9 - Implantation carte expanseur.

diode germanium et sommairement filtré avant d'attaquer les 4 entrées d'un quadruple comparateur LM 339 dont les sorties à collecteur ouvert permettent d'attaquer via des résistances les 4 diodes LED de niveau. Le circuit est alimenté en continu par la tension d'alimentation après filtrage mais avant régulation de façon à éviter que le courant consommé par les LED fassent chauffer le régulateur. On pourra bien entendu, comme nous, choisir des diodes LED de différentes couleurs. A noter que ce montage peut être utilisé jusqu'à des tensions d'alimentation de 36 volts à condition de limiter le courant dans les LED à une quinzaine de milliampères. Les 4 autres entrées du quadruple comparateur sont polarisées à des potentiels fixes dit potentiels de référence en progression non linaire de façon à respecter une échelle en décibels.

Réalisation finale

Les réalisations des circuits imprimés et du câblage ne posent absolument aucun problème à un amateur consciencieux.

Les schémas du circuit imprimé et du câblage sont fournis **figures 8 et 9** pour la partie expanseur, **10** et **11** pour la partie vu-mètre, cette dernière étant à réaliser en deux exemplaires comme il se doit pour un appareil stéréo. On n'oubliera pas de relier les straps, le NE 570 sera de préférence monté sur support. Les photos donnent les précisions nécessaires sur le montage.

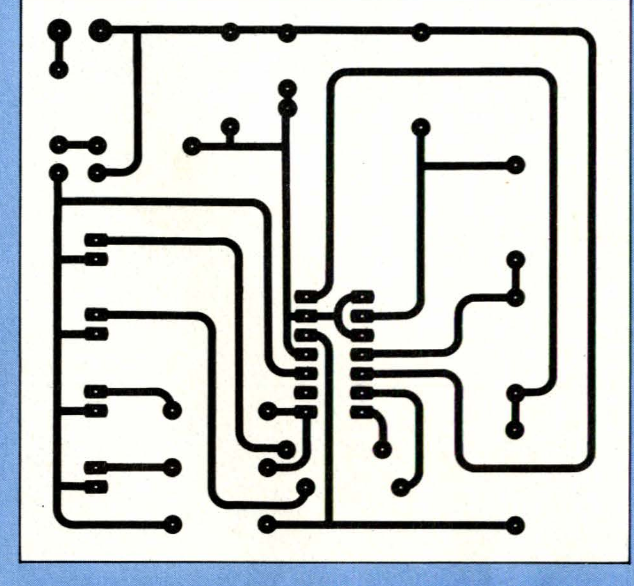
On notera la présence indispensable de l'inverseur double permettant de « by-passer » le signal. En d'autres termes, on doit pouvoir relier la sortie du montage soit à la sortie de l'expanseur, soit à l'entrée.

Mise au point

Cet mise au point consiste avec le potentiomètre à régler le niveau en expanseur de façon à ce que ce niveau soit identique à celui en mode by-pass. L'appareil est normalement prévu pour fonctionner avec 0 dBm en entrée. Aux essais, une sortie tuner s'est révélée un peu limite en amplitude, provoquant un phénomène de pompage (oscillations très lentes du niveau de sortie). Un tel phénomène est facile à éliminer en rapportant deux résistances de 270 kΩ, R_{29} et R_{30} entre capacités C_{11} et C_{12} et + 15 volts (voir **figure 12**). Voilà terminée notre description, bonne chance et bon montage.

G. GINTER

Figure 10 - CI vu-mètre.



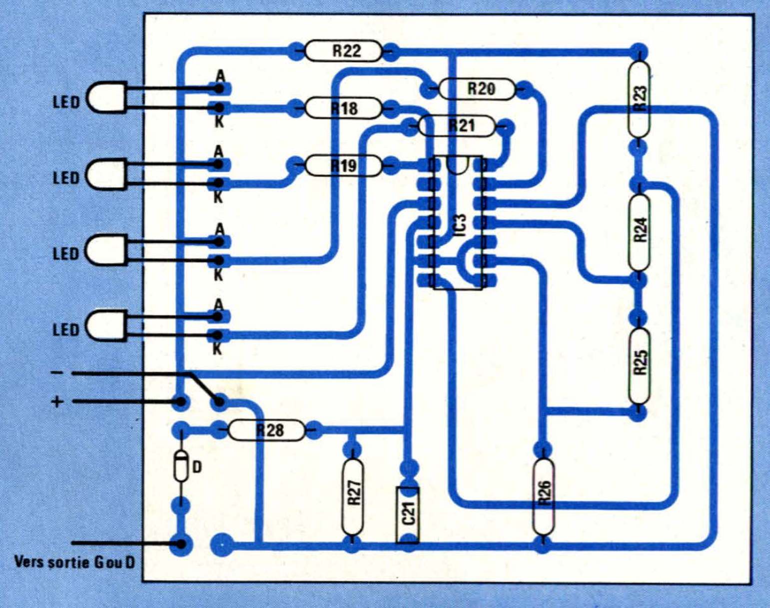


Figure 11 - Implantation vu-mètre.

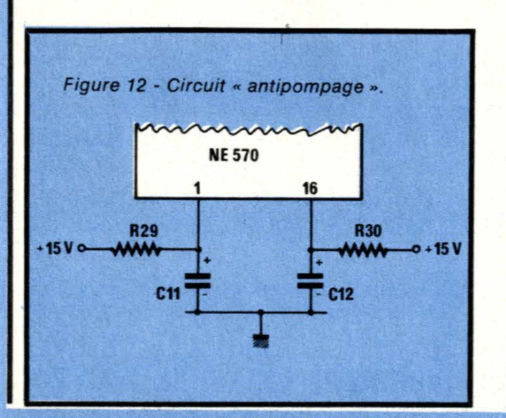
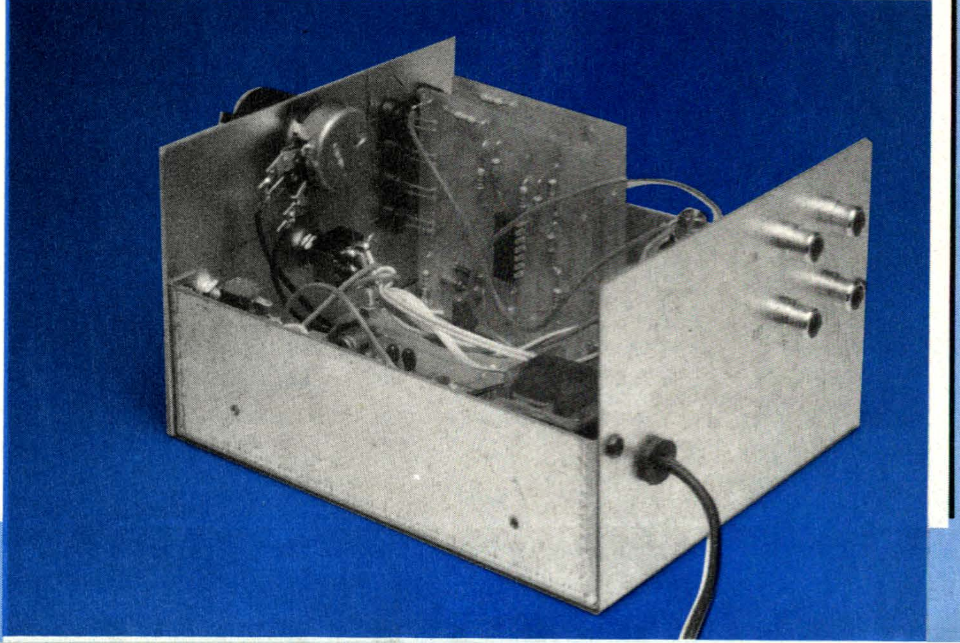


Figure 12 - Circuit « antipompage ».



Nomenclature

Résistances

R_1 : 22 kΩ
R_2 : 100 kΩ
R_3 : 10 kΩ
R_4 : 22 kΩ
R_5 : 100 kΩ
R_6 : 10 kΩ
R_7 : 8,2 kΩ
R_8 : 8,2 kΩ
R_9 : 10 kΩ
R_{10} : 10 kΩ
R_{11} : 10 kΩ
R_{12} : 100 kΩ
R_{13} : 100 kΩ
R_{14} : 10 kΩ
R_{15} : 10 kΩ
R_{16} : 2,2 kΩ
R_{17} : 22 kΩ
* R_{29} : Voir texte, 270 kΩ
* R_{30} : Voir texte, 270 kΩ

P : 47 kΩ Linéaire A

Condensateurs 25 volts

C_1 : 2,2 µF Chimique
C_2 : 10 µF
C_3 : 2,2 µF
C_4 : 10 µF
C_5 : 2,2 µF
C_6 : 2,2 µF
C_7 : 2,2 µF
C_8 : 2,2 µF
C_9 : 10 µF
C_{10} : 10 µF
C_{11} : 3,3 µF Tantale
C_{12} : 3,3 µF Tantale
C_{13} : 220 pF Céramique
C_{14} : 220 pF Céramique
C_{15} : 0,1 µF MKH
C_{16} : 0,1 µF MKH
C_{17} : 10 µF Chimique
C_{18} : 2200 µF à collier Chimique
C_{19} : 2,2 µF Chimique
C_{20} : 2,2 µF Chimique

Divers

SW_1 : Inverseur simple
SW_2 : Inverseur double
TR : Transfo 2 × 9 volts 3 VA ou 18 volts
DD : Pont de diode 1 A 100 V
Porte fusible, fusible 200 mA, embases RCA, fil secteur.

Circuits intégrés

IC_1 : NE 570 ou NE 571 Signetics
IC_2 : LM 358
RG : Régulateur 15 volts TO 220

Circuit VU-METRE (à doubler pour usage stéréo)

IC_3 : LM 339

D : Diode germanium OA 85 ou équivalente 4 × LED

Résistances

R_{18} : 1,5 kΩ
R_{19} : 1,5 kΩ
R_{20} : 1,5 kΩ
R_{21} : 1,5 kΩ
R_{22} : 620 kΩ
R_{23} : 27 kΩ
R_{24} : 15 kΩ
R_{25} : 6,2 kΩ
R_{26} : 4,7 kΩ
R_{27} : 2,7 MΩ
R_{28} : 27 kΩ

Condensateur

C_{21} : 0,1 µF MKH

Aperçu des recherches sur l'arséniure de gallium

L'arséniure de gallium est un matériau très prometteur pour les dispositifs électroniques qui fonctionnent à des fréquences élevées, ainsi que pour les diodes laser à infrarouge utilisées en télécommunications par fibres optiques et dans les applications des disques optiques.

Des travaux sur ce matériau — dont les lignes qui suivent donnent un aperçu — sont en cours dans divers laboratoires de l'organisation internationale de recherche de PHILIPS.

Grande rapidité

L'arséniure de gallium est un rival sérieux du silicium pour les dispositifs ultrarapides, parce que les électrons se déplacent plus rapidement dans ce corps que dans le silicium (la mobilité des électrons y est cinq fois plus grande aux faibles intensités de champ électrique).

En outre, l'arséniure de gallium a des propriétés intrinsèques qui le rendent approprié pour un grand nombre de dispositifs.

- Il est possible de faire croître de l'arséniure de gallium semi-isolant, qui constitue un substrat intéressant pour assurer l'isolation électrique (sa résistivité est supérieure à $10^8\ \Omega$ cm).
- La bande interdite de l'arséniure de gallium est directe (1,43 V, correspondant à une longueur d'onde de 0,88 µm à la température ambiante), ce qui autorise des transitions optiques efficaces et l'effet laser, une émission stimulée cohérente étant possible.
- l'arséniure de gallium est un composé III-V et peut se combiner à d'autres composés III-V, ce qui permet d'obtenir toute une gamme de bandes interdites, et par conséquent un large éventail de propriétés optiques. Un point particulièrement intéressant est que l'on peut remplacer le gallium par de l'aluminium sans modifier la structure cristalline, l'arséniure de gallium et l'arséniure d'aluminium ayant les mêmes paramètres de réseau. On peut donc empiler des couches successives de GaAs et de (Ga, Al) As. Cette propriété est utilisée dans les photocathodes en transmission, les diodes électroluminescentes (DEL), les lasers à double hétérostructure (DHL) et les lasers à puits quantiques. On obtient ainsi une émission laser dans la plage 0,65 µm - 0,87 µm.

Technologie

Les laboratoires Philips effectuent des recherches dans toute la chaîne d'élaboration des composés III-V, notamment les méthodes de croissance cristalline de lingots d'arséniure de gallium et de phosphure d'indium ; diverses techniques pour le dépôt de couches minces, telles que l'épitaxie en phase vapeur, l'épitaxie en phase liquide et l'épitaxie par jets moléculaires ; les techniques d'implantation d'ions ; les moyens de conception et de caractérisation des dispositifs.

Une importante équipe de recherche exploratoire aux Laboratoires d'Electronique et de Physique appliquée (L.E.P.), qui font partie de la Recherche internationale de Philips, travaille à une meilleure compréhension de phénomènes fondamentaux tels que les niveaux profonds donnant lieu aux propriétés semi-isolantes, les caractéristiques électriques des interfaces isolant / arséniure de gallium, les effets parasites dans les transistors à effet de champ etc.

Au LEP, on a récemment montré que le dopage iso-électronique rend possible la croissance cristalline de lingots d'arséniure de gallum exempts de dislocations, de 50 mm de diamètre, possédant les caractéristiques électriques requises pour les applications prévues (type N, type P ou semi-isolant).

S'il est bien établi que les dislocations jouent un rôle néfaste dans les dispositifs photo-électroniques, on ne sait pas grand chose sur leur effet dans les dispositifs à porteurs majoritaires (transistors et circuits intégrés). On peut raisonnablement supposer que l'absence de dislocations accentuera l'homogénéité des transistors réalisés sur une même plaquette, améliorant par là même les performances des circuits intégrés utilisant ces transistors. Ce type d'étude est en cours.

Les Laboratoires de Recherche Philips de Redhill (Royaume-Uni) mènent les études de développement de l'épitaxie par jets moléculaires (EJM), en particulier pour la croissance de structures destinées à des dispositifs optiques et des dispositifs hyperfréquences.

Lasers

Le Laboratoire de Recherche des Pays-Bas utilise l'épitaxie en phase liquide (EPL) pour réaliser diverses sortes de lasers. A cette fin, on fait croître des structures multicouches à partir d'une solution d'arsenic dans du gallium liquide. Pour la lecture des disques compacts, on utilise des lasers à longueur d'onde de 780-900 nm, tandis que les télécommunications par fibres optiques nécessitent des lasers InGaAsP à longueur d'onde de 1300-1550 nm.

Super réseaux

Un des résultats des recherches du LEP sur les mécanismes de croissance par épitaxie en phase vapeur a été l'obtention, par la méthode aux organométalliques, de super ré réseaux GaAs-(Ga, Al)As, ayant des interfaces très abruptes. Il est possible de réduire la largeur des puits quantiques à 2,5 nm, tout en conservant une interface inférieure à 0,5 nm. Ce type de structure est indispensable à la réalisation de transistors à effet de champ à haute mobilité et de lasers à puits quantiques.

Optimisation

Dans les laboratoires français, les recherches sur les transistors à effet de champ (TEC) en GaAs ont donné naissance à toute une famille de TEC faible bruit (bruit inférieur à 1,2 dB à 12 GHz avec les techniques lithographiques classiques) et de TEC de puissance (4,5 W. à 12 GHz). La tendance est à la montée en fréquence (au-delà de 20 GHz). Ces TEC sont incorporés dans des sous-ensembles hyperfréquence (oscillateurs ultrastables, mélangeurs, amplificateurs) destinés à une vaste gamme d'applications. Le LEP a également mis au point des programmes d'analyse et d'optimisation des circuits non linéaires qui servent à la conception de ces circuits.

Circuits intégrés

Les recherches sur les circuits intégrés GaAs au LEP se développent suivant deux directions : les circuits intégrés numériques, et les circuits monolithiques analogiques hyperfréquence. Pour les circuits intégrés numériques, on a choisi la technologie DFCL (Direct Fet Coupled Logic), qui utilise des transistors normalement pincés, de longueur de grille 0,9 µm (technologie dite « normally-off »). C'est une technologie très simple, à faible consommation, qui ouvre la voie à la fabrication de circuits LSI ultrarapides en GaAs. Plusieurs circuits ont déjà été réalisés : par exemple, des diviseurs dynamiques de fréquence par 2 fonctionnant jusqu'à 1,9 GHz avec une consommation inférieure à 0,25 mW ; des diviseurs de fréquence par 5 et 6 programmables, fonctionnant jusqu'à 1,5 GHz avec une consommation de 2 mW ; des unités arithmétiques et logiques (UAL) 4 bits à temps d'exécution de 3,5 ns pour une consommation de 15 mW. Finalement, on a réalisé des mémoires statiques à accès aléatoire (« static random-access memories » ou SRAM) dont le temps d'accès est inférieur à une nanoseconde.

Télévision par satellite

Les études de circuits intégrés monolithiques analogiques sur GaAs au LEP s'orientent principalement vers les circuits destinés à la réception des émissions de télévision par satellite à 12 GHz. Une première phase a été la réalisation de circuits intégrant séparément chacune des fonctions nécessaires, à savoir un amplificateur à 12 GHz, un filtre de réjection de la bande image, un oscillateur local à 10,8 GHz, un mélangeur et un amplificateur à fréquence intermédiaire (0,95 - 1,75 GHz) en utilisant des capacités interdigitées, des capacités MIM (métal-isolant-métal) et des inductances en spirale. La seconde phase a consisté à intégrer deux fonctions sur la même puce. L'objectif final, c'est-à-dire l'intégration de toutes les fonctions d'un récepteur de télévision à 12 GHz sur une même puce de GaAs, vient d'être atteint. Les dimensions de la puce sont 2,5 × 2,5 mm² ; le gain de conversion est 25 ± 3 dB (entrée 12 GHz - sortie UHF) avec un facteur de bruit total de 4,5 dB.

Toutes ces réalisations ont été rendues possibles grâce à la perfection des matériaux, à des modélisations par CAO associées à de mesures très précises et à une très bonne maîtrise de la technologie planaire auto-alignée.

Communication PHILIPS
N. WIEDENHOF
J.M. WAALWIJK

PHILIPS : recherche sur la technologie BICMOS

Les laboratoires de recherche Philips, en association avec Siemens, et dans le cadre du programme ESPRIT, travaillent actuellement au projet BICMOS, qui vise à réunir, sur une même puce intégrée, des transistors bipolaires et des transistors C.MOS.

Deux technologies aux spécificités distinctes

Les transistors bipolaires se caractérisent par leur rapidité, leur faible tension différentielle, la forte densité de courant qu'ils admettent, et leur grand facteur d'amplification, qui les destinent particulièrement aux circuits analogiques. Par contre, ils se prêtent mal à un haut degré d'intégration, ce que permettent au contraire les transistors MOS. Ces derniers, quand on rassemble sur un même cristal des modèles à canal N et à canal P (C.MOS), conduisent à des courants de repos très faibles, appréciés dans les circuits numériques.

La combinaison BICMOS

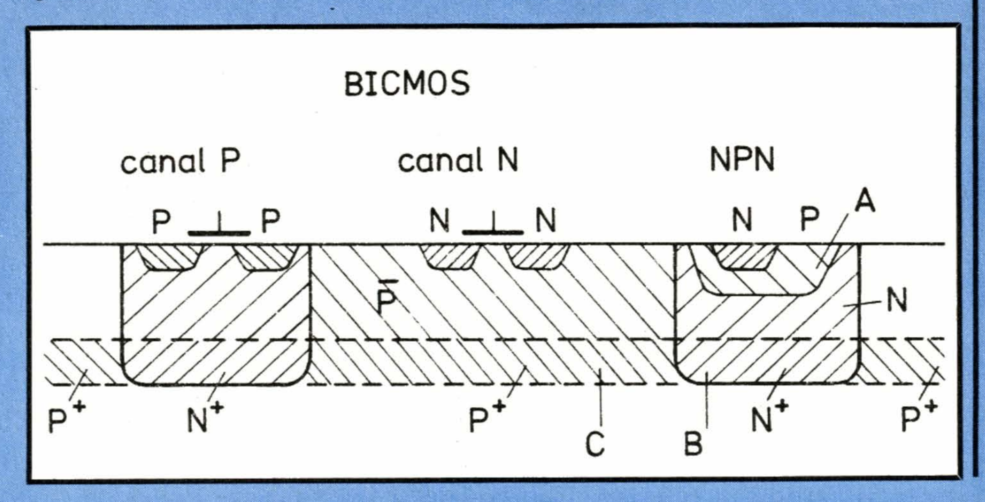
L'objectif est de profiter des avantages des deux technologies en regroupant sur une même puce, des circuits C.MOS et des circuits bipolaires, ce qui impose d'atteindre des dimensions de gravure aussi faibles que 0,7 µm pour les premiers, et 1 µm pour les seconds. La figure jointe montre une combinaison de deux MOS complémentaires, et d'un transistor bipolaire NPN réalisé, si possible, en utilisant les mêmes diffusions.

Une fois construits les deux C.MOS (à gauche sur la figure), on obtient les transistors bipolaires par une diffusion P supplémentaire (notée A), suivie de l'adjonction d'une couche enterrée de type N (B). La couche (C), de type P, améliore l'isolation entre les différentes zones.

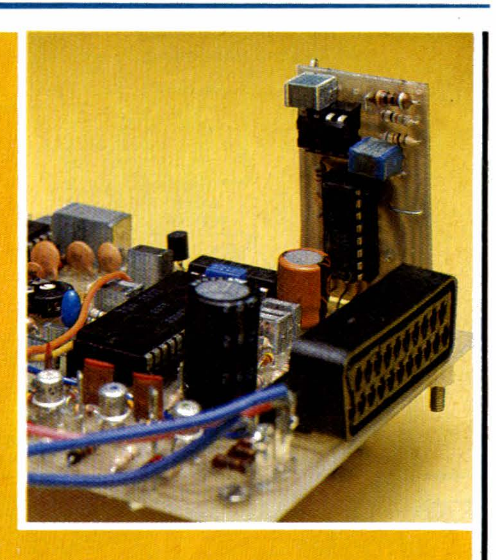
La réduction des dimensions de ces structures, impose des procédés de métallisation particulièrement fiables. Aussi, une partie des recherches fondamentales qui s'inscrivent dans le cadre du projet, porte-t-elle sur les petites structures, et sur les phénomènes d'interface.

Les applications des circuits BICMOS

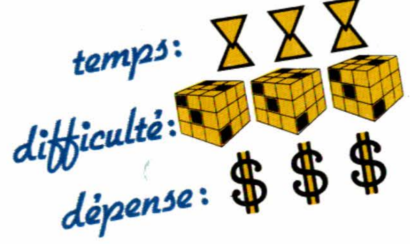
Les performances combinées des transistors bipolaires et des C.MOS, font, des structures BICMOS, des composants d'avenir pour diverses applications : convertisseurs analogique/numérique, amplificateurs, mémoires, logiques numériques de traitement, etc. En règle générale, ces structures autorisent une grande compacité, sans, pour autant, nuire à la fiabilité des circuits.



Carte de dématriçage et de commutation péritel



VOUS avez été très nombreux, depuis que nous avons publié dans ces colonnes une série d'articles consacrée à la télévision et à la vidéo en général, à nous demander des schémas concernant les branchements péritélévision. Conjointement aux fiches publiées récemment, la carte décrite dans les pages qui suivent répond à vos besoins. Elle remplacera avantageusement, par ailleurs, la carte de dématriçage parue dans le N° 429 qui était plus destinée à l'attaque du chassis VCC 90 et qui par conséquent n'avait pas une vocation « universelle ».



Depuis 2 ans environ RPEL a publié un certain nombre de montages vidéo, entre autres :

- PLATINE TV RPEL N° 426
- DECODEUR PAL/SECAM N° 428
- CARTE DE DEMATRICAGE N° 429
- MONITEUR VIDEO N° 430
- DECODEUR QUADRISTANDARD N° 443

Mettant ainsi à votre disposition toutes les connaissances et réalisations nécessaires à l'élaboration d'une télévision couleur ou plûtot d'une chaine vidéo dont on pourrait imaginer le synoptique **figure 1**.

Un des maillons les plus important est celui que nous avons baptisé PROCESSEUR VIDEO car c'est lui qui doit assurer les décodages des différents signaux vidéo ainsi que les commutations, on pourrait d'ailleurs utiliser un montage semblable à celui de la **figure 2**.

Mais revenons à la carte qui nous intéresse aujourd'hui. Si nous la comparons à la carte publié dans RPEL N° 429, nous avons conservé rigoureusement les mêmes dimensions tout en offrant un certain nombre de fonctions supplémentaires telles que les commutations lente et rapide et l'amélioration des transitoires couleur ; d'ailleurs les circuits intégrés qui sont employés ici ne devraient pas non plus être pour vous des nouveautés puisqu'ils ont déjà été décrits dans ces colonnes :

— TDA 3501 : N° 430
— TDA 4560 : N° 443
— TDA 5850 : N° 452.

Nous rappelerons malgré tout que le TDA 4560 est un circuit relativement récent qui permet de raidir les fronts des signaux R-Y et B-Y, car ceux-ci, à cause des procédés de codage, souffrent d'une bande pas-

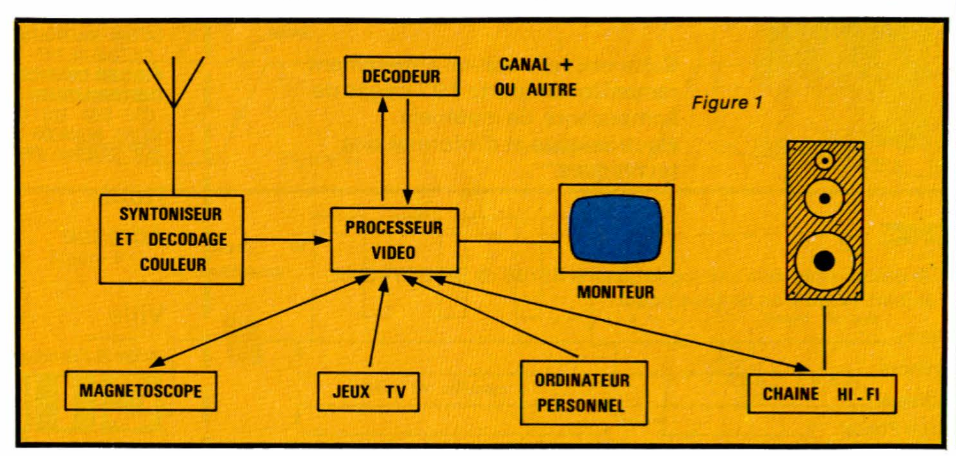


Figure 1

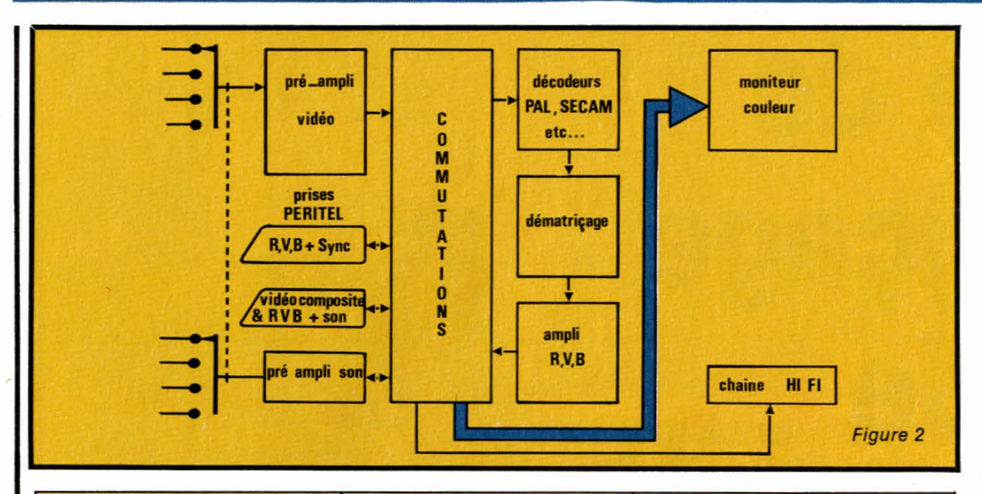


Figure 2

POSITION INTERRUPTEURS D.I.L.				TENTION BROCHE 15 TDA 4560	RETARD	
1	2	4	16		R63 = 1 K	R63 = 1,1 K
OFF	OFF	OFF	OFF	0	640 ns	720 ns
OFF	OFF	OFF	ON	(0 à 2,5 V)	685 ns	765 ns
OFF	OFF	ON	OFF	4,3 V	720 ns	810 ns
OFF	OFF	ON	ON	(3,5 à 5,5 V)	765 ns	855 ns
OFF	ON	ON	OFF	7,3 V	800 ns	900 ns
OFF	ON	ON	ON	(6,5 à 8,5 V)	845 ns	945 ns
ON	ON	ON	OFF	12 V	880 ns	990 ns
ON	ON	ON	ON	(9,5 à 12 V)	925 ns	1035 ns
BANDE PASSANTE					6 MHz	4,5 MHz

sante limitée ; d'autre part ce circuit introduit un retard réglable dans le signal Y, ce qui permet de s'affranchir des encombrantes lignes à retard. La valeur du retard dépend de la tension appliquée à la broche 15 et de la valeur de la résistance entre la broche 14 et la masse (voir tableau 1).

On peut noter au passage l'influence de la valeur de la résistance connectée à la broche 14, non seulement sur le retard mais surtout sur la largeur de la bande passante, donc si vous n'avez pas pris l'habitude de mesurer à l'ohmmètre chaque résistance avant de les monter, faites-le au moins pour celle-là !

Il est également possible d'ajouter un retard supplémentaire de 45 ns en mettant la broche 13 à la masse, ce qui permet d'obtenir des valeurs intermédiaires données par le tableau 1 et de porter le retard maximum à 1035 ns avec une résistance de 1,1 K.

Le processeur vidéo TDA 3501 est assez complexe mais classique ; il faut cependant noter deux particularités intéressantes : d'une part les signaux R, V, B présents sur les broches 12, 13, 14 bénéficient des réglages de luminosité et de contraste, ce qui n'est pas fréquent, d'autre part

ces mêmes signaux R, V, B peuvent subsister lorsque la commutation rapide (broche 11) est à zéro ; en effet les normes de connexions en péritélévision (NFC 92-250) stipulent qu'aucun signal R, V, B ne doit être appliqué lorsque la commutation rapide est à l'état logique bas. La conséquence est que dans le cas contraire certains processeurs vidéo font un joyeux mélange entre les signaux présents (à tort !) sur la prise péritel et les signaux issus du décodeur interne du téléviseur lorsque la commutation rapide n'est pas portée à sa valeur nominale haute.

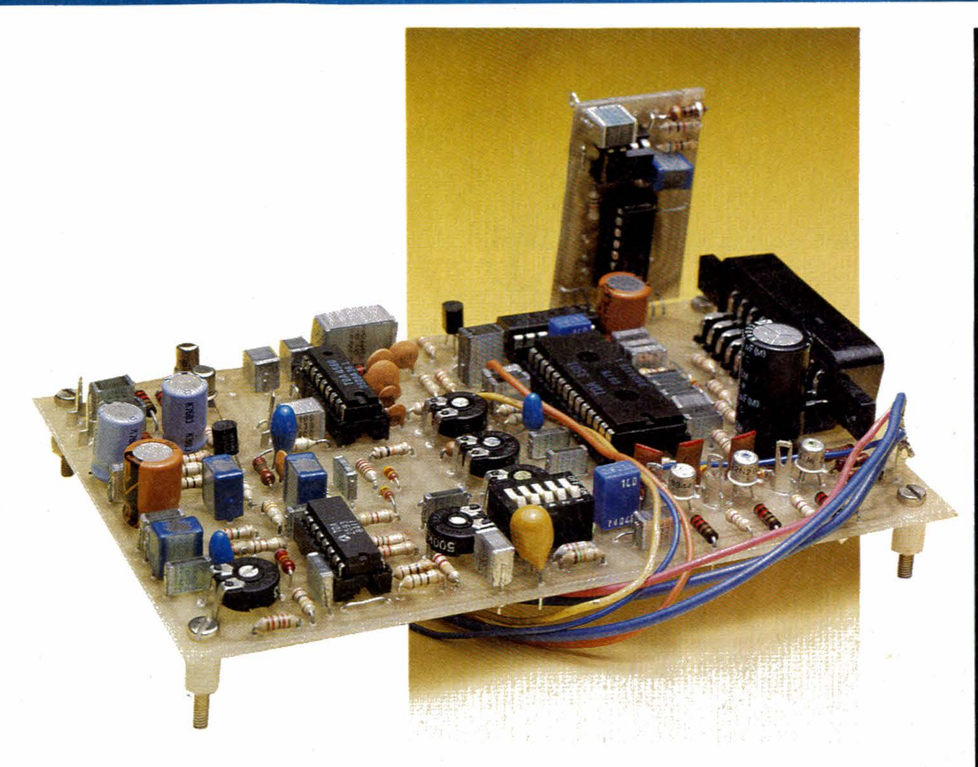


Schéma de principe de la carte principale

Le schéma de principe est donné **figure 3.**

Dans le cas où l'on dispose à l'issue du décodeur de signaux de chrominance R-Y et B-Y, ces signaux sont appliqués à deux étages inverseurs constitués par T_1 et T_2. Dans le cas inverse, c'est-à-dire si l'on est en présence de signaux – (R-Y) et – (B-Y) on appliquera ceux-ci directement sur les condensateurs C_7 et C_8.

Le signal Y est dirigé d'une part vers le TDA 4560 via C_3 pour y être retardé, d'autre part vers l'étage de séparation des tops de synchronisation constitué par le désormais archiclassique TDA 2593. L'utilisation qui en est faire permet d'obtenir un signal « sand-castle » dont on réglera la forme par l'ajustable R_{32}. La broche 11 permet, lorsqu'elle est connectée à la masse, d'élargir la plage de capture des tops de synchro, elle sera donc reliée à un interrupteur permettant cette connexion ; en effet lorsque la stabilité de la synchro n'est pas parfaite comme dans le cas d'un magnétoscope par exemple, on peut noter des déchirures dans l'image. La mise à la masse de la broche 11 permet d'éviter ce défaut, avec le risque toutefois de confondre un pic négatif parasite d'une certaine amplitude avec un top. Il n'y a pas de panacée, d'où la présence de l'interrupteur. Le signal « sand castle » est appliqué à la broche 10 du TDA 3051 pour commander, entre autre, les circuits de clamp. On peut remarquer que ce même signal est également repris via D_8 par un 4093. Une curiosité bien légitime peut vous amener à vous demander pourquoi ?

Eh bien parce que certains amplis vidéo comme le TBA 970 (désormais célèbre) ne réclame qu'un simple signal de clamp positionné sur le burst d'identification. On « deshabille » donc notre signal « sand castle » par le 4093 et la zener D_8. Ceci permettra en aval de ce montage de changer et de traiter séparement les signaux R, V, B pour faire des trucages, notamment en réglant les niveaux de noir artificiel pour chaque couleur fondamentale. Ce système permettra également de corriger les dominantes (à propos, le TBA 970 est disponible sous une autre référence, renseignez-vous !).

Pendant que nous parlions d'autre chose, le signal Y est enfin ressorti sur les broches 11 et 12 du TDA 4560 quelques centaines de nanosecondes après y avoir pénétré ; ce retard s'ajuste grâce à des ponts de résistances (R_{11}, R_{12}, R_{13}) sélectionnés par les interrupteurs DIL. En fonction de la position de ces interrupteurs, on obtiendra les différentes tensions évoquées dans le tableau 1. Mais pourquoi retarder le signal Y ? Tout simplement, parce qu'on en a tellement fait voir aux signaux de chrominance, surtout dans le décodeur que ceux-ci arrivent avec un retard non négligeable par rapport au signal Y (**figure 4 a**), ce retard est d'ailleurs augmenté par le traitement qu'ils subissent dans le TDA 4560.

Il faudra donc recaler les signaux en retardant le signal Y de façon à obtenir la situation de la **figure 4 b** comme nous venons de le dire ; le signal Y est disponible sur les broches 11 et 12 du TDA 4560 et ce, sur la

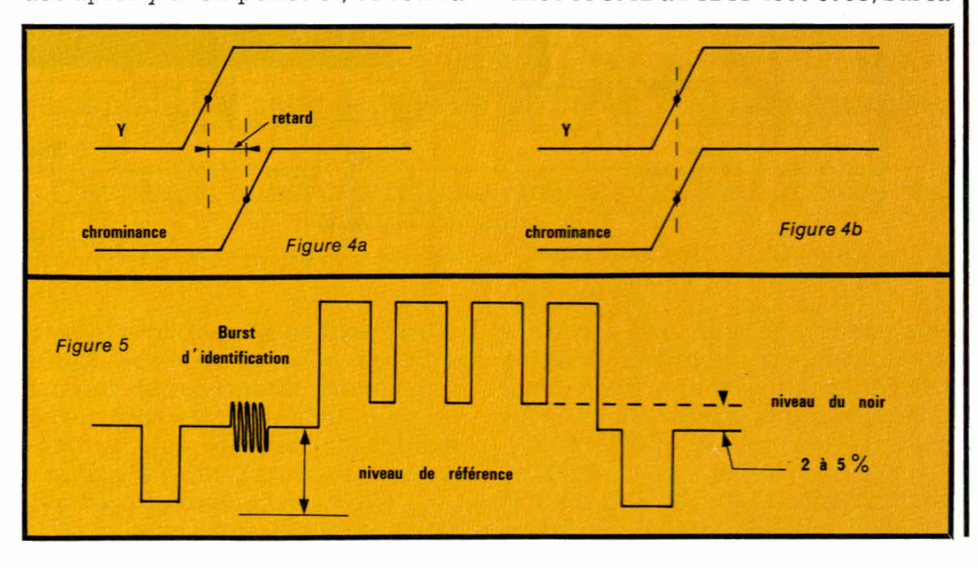


Figure 4a

Figure 4b

Figure 5

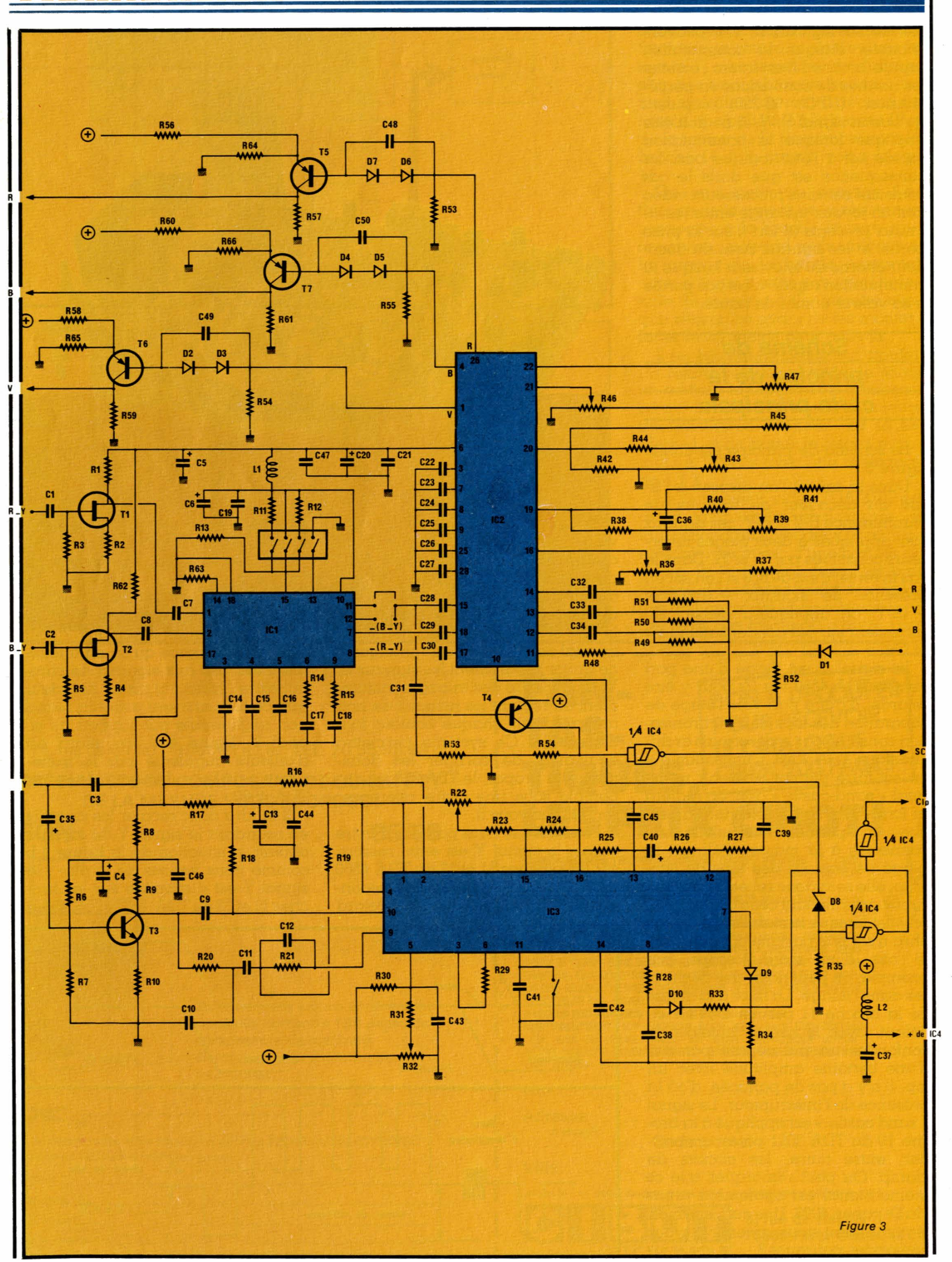
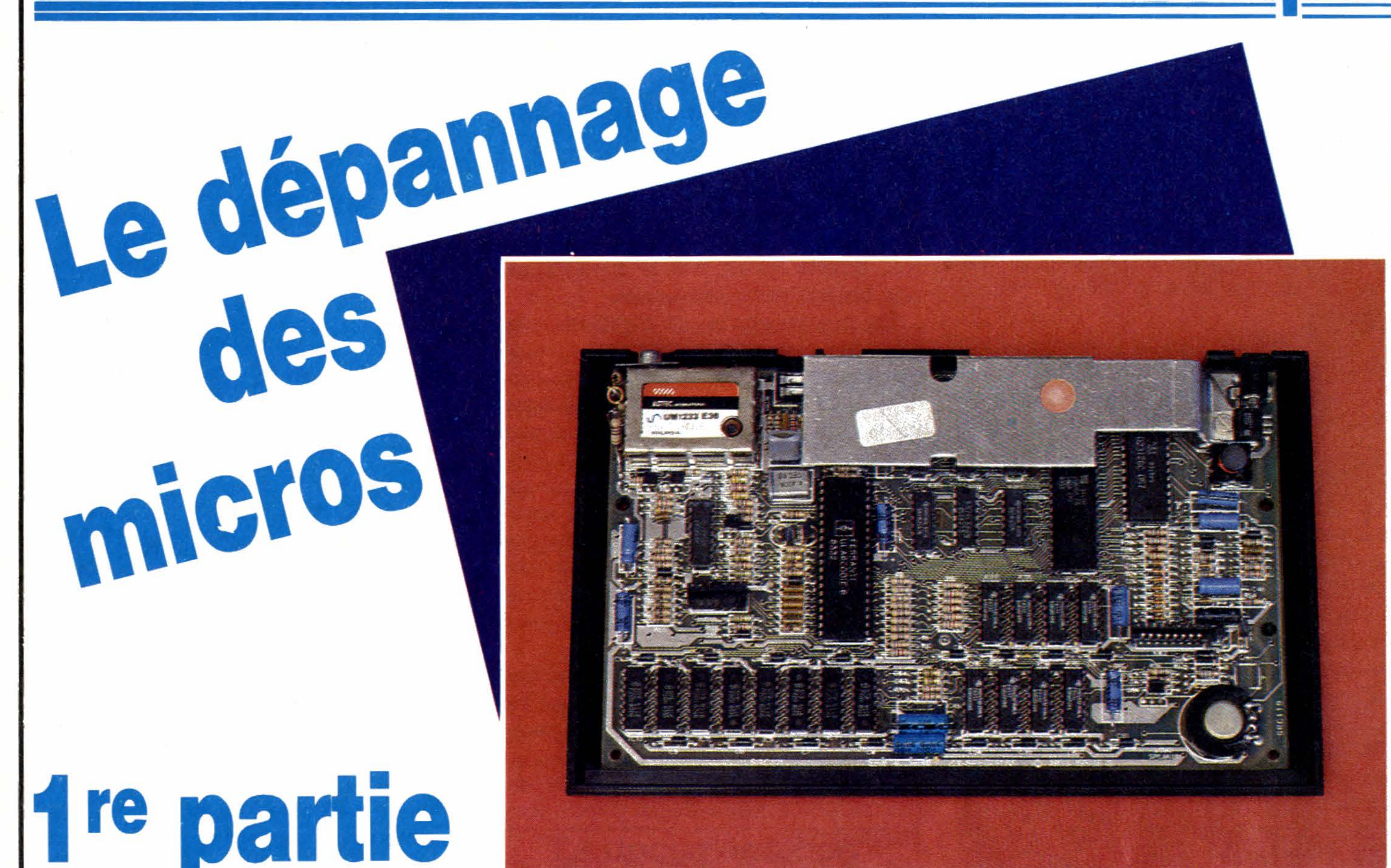


Figure 3

Suite page 85

Le dépannage des micros

1re partie



Lecteur, qui es-tu ?

RADIO PLANS est une revue de radio et d'électronique appliquée, et s'adresse donc à un public d'amateurs qui n'hésite pas à « entrer dans le vif du sujet ».

Bien que nous consacrions une partie de nos articles à la microinformatique, nous le faisons sous une forme rattachée le plus souvent possible à des considérations électroniques ou radio-électriques.

Nous partirons donc du principe que nos lecteurs n'ont en général pas peur d'un circuit intégré ou d'une tension de 5 à 220 V ! Nous ne nous adresserons donc pas ici aux amateurs purement informaticiens, même s'ils ont un jour ou l'autre assemblé un « kit » électronique : un jour, peut-être, après quelques années de perfectionnement...

Les dépanneurs professionnels sont catégoriques : les ordinateurs qu'ils ont le plus de mal à dépanner sont ceux ayant fait l'objet de tentatives de réparation par des personnes incompétentes. L'amateur désireux se se lancer dans le dépannage des « micros » doit donc avant tout faire le point de ses connaissances théoriques et pratiques, et **se fixer une limite** au-delà de laquelle il aura la sagesse de refermer la machine.

Bien souvent, cette limite sera davantage liée à une insuffisance d'outillage ou d'instrumentation, que de connaissances.

Dans cette série d'articles, nous tenterons donc de décrire un équipement minimum permettant de fixer cette limite suffisammment haut, sans investissement excessif.

Il faudra également compter avec la disponibilité, parfois problématique, de pièces de rechange : mais il existe des solutions !

SI l'on en croit les meilleurs sources d'informations, le parc français d'ordinateurs familiaux devrait compter un million de machines à la fin 1985.

C'est peu comparé aux chiffres britanniques, mais c'est très suffisant pour que naisse un problème d'entretien de ces petits ordinateurs dont certains sont déjà vieillissants !

La période de garantie achevée, bien peu d'amateurs envisagent de se passer de leur matériel pendant les semaines ou mois que dure généralement un séjour chez le constructeur.

Peut-on envisager de dépanner par soi-même ce genre de matériel et, allons plus loin, un bon électronicien peut-il songer à pratiquer cette activité de façon habituelle et rémunératrice ?

C'est à ces questions que nous allons nous efforcer de répondre !

Pour se fixer les idées

En France, l'activité de dépanneur de « micros » reste encore très confidentielle, aussi avons-nous dû traverser la Manche pour obtenir des informations statistiquement valables.

On notera toutefois que les jeunes anglais sont véritablement des « possédés » d'informatique, et que leur matériel souffre peut-être davantage que chez nous.

Nous avons débusqué une bonne vingtaine d'entreprises, petites et moyennes (mais souvent **très** petites) pratiquant le dépannage par petites annonces interposées.

Il est extrêmement instructif d'examiner les prix et délais pratiqués, qui diffèrent d'ailleurs fort peu d'une boutique à l'autre.

Le plus surprenant est que le tarif est presque toujours **indépendant de la panne** (environ 10 % de la valeur à neuf de la machine), et que les rares dépanneurs travaillant sur devis établissent celui-ci par téléphone, sans même avoir vu l'appareil ! La rapidité de l'intervention laisse également rêveur : un appareil reçu dans la journée est remis à la poste le même jour mais si vous l'apportez vous-même, il sera réparé le temps pour vous d'aller faire une course (moins d'une heure).

Nous avons calculé qu'**en moyenne,** un dépannage consomme une cinquantaine de francs de pièces : nous disons bien en moyenne, car il n'y a souvent rien à changer (mais oui !) mais parfois pratiquement tout (inversions de polarité).

A raison de 200 F environ tout compris, il ressort que le tarif horaire du dépanneur est tout à fait motivant...

Un autre point intéressant à étudier est l'existance, toujours outre-Manche, de **contrats d'assurance** couvrant les pannes de toutes natures, quelle qu'en soit la fréquence, des ordinateurs familiaux.

En rapprochant le montant des primes, des critères de rentabilité appliqués par les assureurs, on aboutit à une **probabilité de panne** moyenne tournant autour d'**une panne tous les deux ans.** Transposons brutalement à la situation française, et nous découvrons un marché potentiel de 500 000 dépannages par an, soit un chiffre d'affaires voisin de **cent millions de francs :** un beau gâteau à se partager, n'est-il pas vrai ?

Bien évidemment, ces chiffres demanderaient à être affinés, en tenant compte des spécificités du marché français.

Ils ont néanmoins le mérite de mettre en lumière deux points fondamentaux :

— le marché existe et n'est pas précisément négligeable,

— une réparation d'ordinateur se limite le plus souvent à fort peu de chose, en temps et en pièces.

Le dépanneur au travail

Le travail du dépanneur se résume à deux phases essentielles :

— diagnostic de la panne,

— remplacement ou réfection des composants défectueux.

Un dépanneur expérimenté localise souvent le défaut sans la moindre mesure : en interrogeant son client sur les circonstances exactes de l'incident, il pourra rapprocher son cas d'un certain nombre de « grands classiques », tout comme en dépannage TV. Parfois aussi, la défectuosité saute aux yeux : fusible coupé (bien plus fréquent qu'on ne le dit, surtout dans les blocs secteur !), connecteur usé, clavier envahi par le café, les cendres de cigarette, la poussière (c'est triste, mais vrai !).

Dans un certain nombre de cas, le recours à des instruments de test sera tout de même nécessaire. Un simple voltmètre vous suffira amplement pour vérifier les alimentations (assez souvent en cause), mais pour le reste, il vous faudra un matériel bien spécifique (ce qui ne veut pas dire coûteux !).

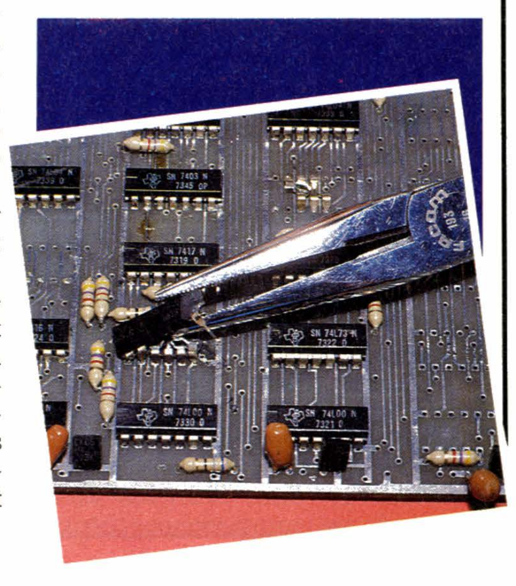
Rangez tout de suite votre oscilloscope, qui ne vous sera à peu près d'aucun secours, sauf pour examiner l'horloge : les signaux à interpréter sont essentiellement des impulsions nettement inférieures à la microseconde, et pas toujours répétitives. Des décalages de quelques dizaines de nanosecondes suffisent amplement pour causer les pires perturbations.

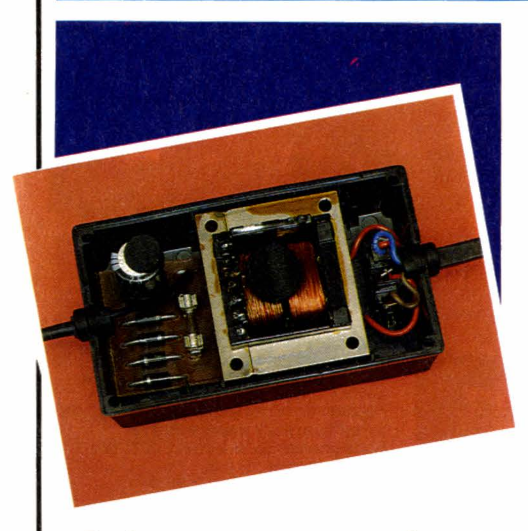
Mais n'en disons pas plus : vous ne pourrez aborder ce stade (soit environ 30 à 40 % des pannes) que si vous possédez un bon niveau théorique en circuits logiques et microprocesseurs. Et ce n'est pas en quelques pages que nous vous le ferons acquérir ! Si vous disposez d'un ordinateur identique mais en état de marche, la **méthode de comparaison** peut vous aider à localiser le composant défectueux sans connaissances très étendues. Pour ce faire, il vous suffira de quelques instruments de mesure très spécifiques, mais très simples : nous vous expliquerons bien sûr comment les construire vous-même.

Notons cependant qu'il existe des **testeurs automatiques** simplifiés (5 000 à 10 000 F) qui, branchés à la place du microprocesseur de la machine, éditent sur imprimante un diagnostic précis : il n'y a plus qu'à dessouder !

Parlons-en, justement, du dessoudage ! Si certains composants (connecteurs, claviers, circuit imprimé, etc) peuvent être réparés et non changés, beaucoup de réparations nécessitent le dessoudage de circuits intégrés.

C'est d'ailleurs là une méthode de dépannage comme une autre : remplacer certains boîtiers suspects tout comme le dépanneur TV des années 60 changeait les lampes !





Seulement, compression des prix oblige, très rares sont aujourd'hui les ordinateurs dont les circuits intégrés sont tous équipés de supports.

Pour arranger les choses, les circuits imprimés sont du type **double face à trous métallisés,** avec des pistes et des pastilles extrêmement fines.

Seuls de très rares professionnels sont capables de dessouder un boîtier comportant entre 14 et 40 broches sans un outillage spécialisé.

Tenter l'opération à l'aide de tresse, d'une pompe à dessouder courante, ou d'un fer à poire risque fort de vous mener tout droit à la catastrophe.

Les **pannes à dessouder** chauffent souvent par trop le circuit imprimé et causent des court-circuits : il faut les réserver à un emploi occasionnel.

La seule solution véritablement sûre est la **station de dessoudage à vide** : un fer spécial à panne creuse et à réservoir est relié à une pompe à vide commandée par pédale ou gâchette.

Un tel matériel donne des résultats parfaits sans habileté particulière, mais coûte entre 3 000 F et plus de 20 000 F !

Une construction « amateur » de ce genre d'appareil est cependant envisageable, à partir d'un fer à poire et d'un moteur de réfrigérateur (excellente pompe à vide).

Insistons bien sur le fait que ce problème du dessoudage est le plus important à résoudre avant de se lancer dans le dépannage d'ordinateurs : **c'est une question de vie ou de mort** pour le matériel qui vous sera confié !

Les fournitures

Beaucoup de composants utilisés dans les petits ordinateurs sont des circuits intégrés standards (unités centrales, mémoires, périphériques d'entrée-sortie, générateurs de son, circuits vidéo, boîtiers logiques courants, etc).

Votre revendeur spécialisé vous approvisionnera sans problème majeur.

Vous rencontrerez toutefois des circuits (ULA, Gate Arrays, prédiffusés, etc) spécialement fabriqués pour le constructeur de la machine, sans parler des mémoires ROM qui peuvent à la rigueur être remplacées par des EPROMs programmées par vos soins.

Deux solutions seulement s'offrent à vous :

— persuader le fabricant de la machine de vous en fournir (c'est difficile mais pas impossible),

— vous constituer un stock d'épaves, soit en passant des petites annonces, soit en rachetant à certains de vos clients des ordinateurs qu'il ne serait pas rentable de dépanner.

La documentation

Sauf en cas de panne évidente, n'espérez pas parvenir à dépanner un ordinateur sans un minimum de doumentation technique. Certains fabricants (THOMSON par exemple) fournissent à titre payant des manuels de service complets regroupant un maximum de données et de schémas.

D'autres fournissent un schéma uniquement lorsqu'ils vendent la machine en kit (SINCLAIR avec les premiers ZX 81), mais la plupart d'entre-eux gardent jalousement leurs secrets !

Certains livres (français ou étrangers) contiennent des parties de schéma, certains amateurs reconstituent les plans d'après le circuit imprimé, et un marché de « schémathèques » commence à se préciser dans les petites annonces.

Il est cependant assez rare que l'on ait absolument besoin du schéma complet de l'appareil : l'architecture de tout système à microprocesseur découle d'une organisation commune : unité centrale, mémoires, périphériques, circuits auxiliaires.

Le dépannage ne vise pas à déceler une **faute de conception,** mais la **défaillance d'un ou plusieurs composants.**

Votre meilleure documentation sera donc un choix de catalogues des principales marques de circuits intégrés micro-informatique, précisant les **brochages** des composants classiques.



Vous pouvez aussi dénicher petit à petit ces renseignements dans des articles de revues techniques ou dans les livres.

Pour chaque ordinateur que vous déciderez d'accepter en dépannage, vous aurez intérêt à constituer un « aide-mémoire » rassemblant un maximum de résultats de mesures effectuées sur un appareil sain : vous gagnerez un temps précieux.

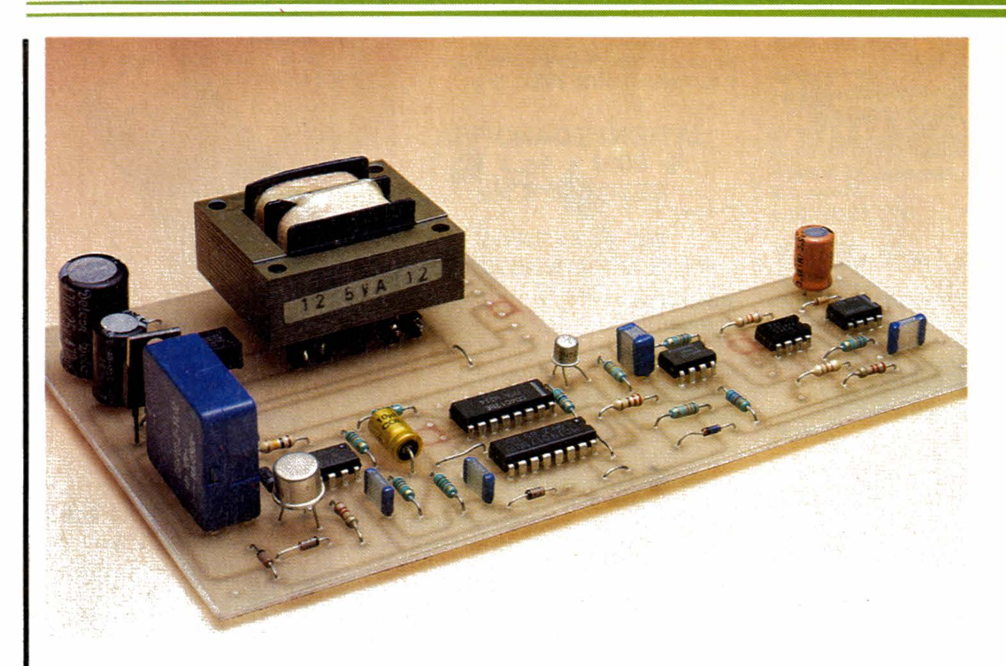
Dépanneur régulier ou occasionnel ?

Nous venons de constater que pour pouvoir valablement dépanner des ordinateurs familiaux, il faut réunir à la fois de l'outillage, des instruments de mesure spécifiques, un stock de pièces, et de la documentation. Il est peu envisageable de faire autant d'efforts pour réparer une seule machine !

De deux choses l'une, par conséquent : ou bien vous passerez beaucoup de temps sur votre unique dépannage, ou bien vous souhaiterez rentabiliser tout ce travail, en dépannant les ordinateurs de vos amis et connaissances : un pas vers le professionnalisme !

Et quelque chose nous dit que cette seconde approche pourrait bien être celle que vous choisirez...

Patrick GUEULLE



temps : ⧗ ⧗
difficulté :
dépense : $ $

Un intégrateur photo pour agrandisseur

DANS deux articles récents (RP-EL n° 454 et n° 455), nous avons présenté à nos lecteurs, sous leurs aspects théorique et technique, les photopiles fabriquées par la société française SOLEMS, puis passé une revue des applications possibles de ces matériels. Avec les réalisations proposées maintenant, une ce mois-ci, une le mois prochain, nous concrétisons ces données, dans le domaine de la photographie. Il s'agit, en effet, de deux luxmètres intégrateurs, où les capteurs sont des photopiles.

Principe général de fonctionnement

Le premier de ces appareils, conçu pour le laboratoire, capte par réflexion une partie de la lumière que l'agrandisseur projette sur le papier sensible. Lorsque cette quantité de lumière a atteint une valeur optimale pour l'obtention d'un cliché bien posé, le dispositif coupe automatiquement l'alimentation de la lampe. Bien entendu, des réglages permettent, après étalonnage, d'ajuster la réponse aux différentes sensibilités des papiers, ou de modifier volontairement la pose lorsqu'on souhaite des effets spéciaux.

Le deuxième posemètre est destiné à ceux qui pratiquent la prise de vue sous éclairage très faible : photographie de paysages nocturnes, intérieurs sombres (églises, cryptes...), nécessitant des poses qui peuvent atteindre plusieurs minutes, voire plusieurs dizaine de minutes. Les posemètres qui équipent les appareils photographiques deviennent, dans ces conditions, totalement inexploitables.

Bien que certains ordres de grandeurs changent de l'une à l'autre de ces deux réalisations, et que les étages de sortie, comme la construction pratique, différent sensiblement, le principe fondamental du fonctionnement demeure le même. Afin d'éviter d'inutiles redites, nous l'examinerons d'abord.

Le synoptique de la **figure 1** montre l'organisation générale, et les diagrammes de la **figure 2** illustrent l'évolution des tensions en divers points du montage.

Le courant I délivré par la photopile, et qui croît proportionnellement à l'éclairement reçu, est appliqué à un intégrateur construit autour d'un amplificateur opérationnel de type CA 3140, qu'on peut juger parfait dans les conditions de travail exploitées ici (on trouvera, en annexe, des précisions sur le CA 3140). Le même courant I traverse donc, avec le sens indiqué sur le synoptique, le condensateur d'intégration C. Comme on maintient nul le potentiel d'entrée (la cellule travaille en court-circuit), on retrouve, sur la sortie A de l'intégrateur, une tension V_A qui, dans le cas d'un éclairement constant, croît linéairement avec le temps (figure 2, ligne **a**).

Un détecteur de seuil, dont le niveau d'entrée en action peut s'ajuster à l'aide du potentiomètre P, offre sur sa sortie, tant que la rampe V_A n'a pas atteint la valeur de consigne V_1, un niveau haut, voisin du potentiel positif de l'alimentation (figure 2, ligne **b**). Par contre, sitôt V_1 atteinte, la tension de sortie du détecteur de seuil tombe pratiquement à zéro.

Cette transition descendante, transmise à l'entrée d'un monostable, le déclenche pour une durée T (pseudo-période) courte vis-à-vis des autres temps, et prédéterminée par

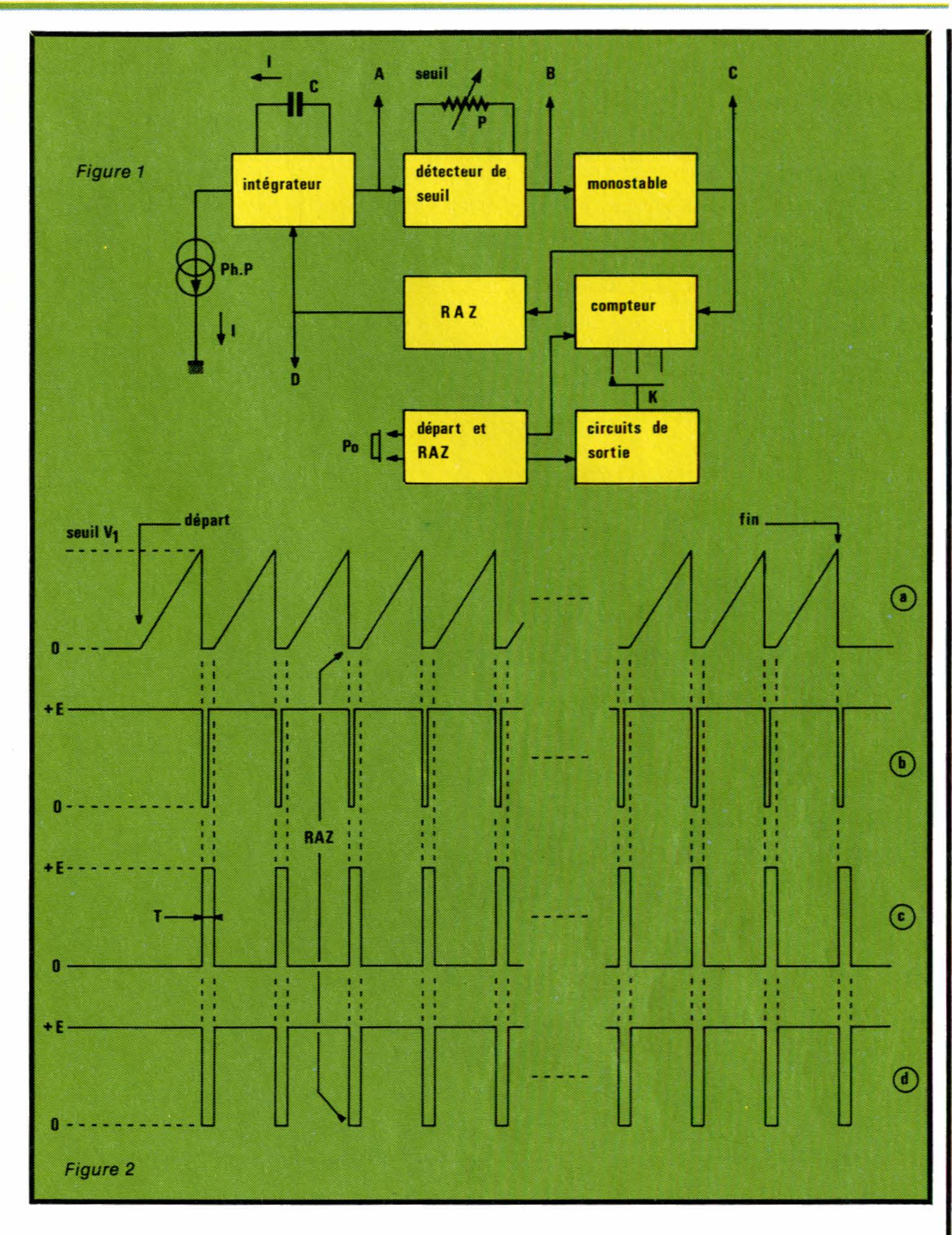
construction. Au point C, on dispose alors d'un bref créneau positif (figure 2, ligne **c**), qui actionne des circuits de remise à zéro (RAZ) inversant sa polarité (figure 2, ligne **d**).

Or, l'amplificateur opérationnel CA 3140 offre (voir annexe) la particularité de posséder une commande dite « strobe ». Lorsqu'on porte la borne correspondante au potentiel de la masse, la sortie A de l'intégrateur est elle-même ramenée à zéro, ce qui décharge le condensateur C. Aussitôt terminé le créneau délivré par le monostable, l'entrée « strobe » est à nouveau isolée, et une nouvelle rampe recommence à croître sur la sortie de l'intégrateur. Le cycle se poursuit ainsi, avec une répétition périodique (sous éclairement constant) des différents signaux de la figure 2.

Or, les impulsions qui sortent du monostable, actionnent aussi une batterie de compteurs, à 10 sorties (il s'agit de 4017 montés en cascade), dont chacune peut être sélectionnée par le commutateur K. Lorsque la sortie choisie change d'état, elle commande les circuits de sortie, qui interrompent le fonctionnement de l'agrandisseur (version « labo »), ou referment l'obturateur de l'appareil de prise de vues (version « photo »).

Ainsi, le choix de la position du commutateur K détermine le nombre **n** de rampes ou d'impulsions, donc la quantité totale de lumière captée par la photopile, ou reçue par la surface sensible. Par ailleurs, pour une position donnée de K, le potentiomètre de réglage du seuil, P, agit sur la quantité élémentaire de lumière correspondant à chaque période de la séquence, et autorise un réglage fin de la durée de la pose.

On remarquera que le principe mis en œuvre aboutit à une correction automatique des variations d'éclairement qui pourraient intervenir au cours de l'exposition. Dans cette hypothèse, la durée de chaque rampe varie en fonction des conditions instantanées, et l'illumination totale pour un réglage donné de P et de K, reste la même.



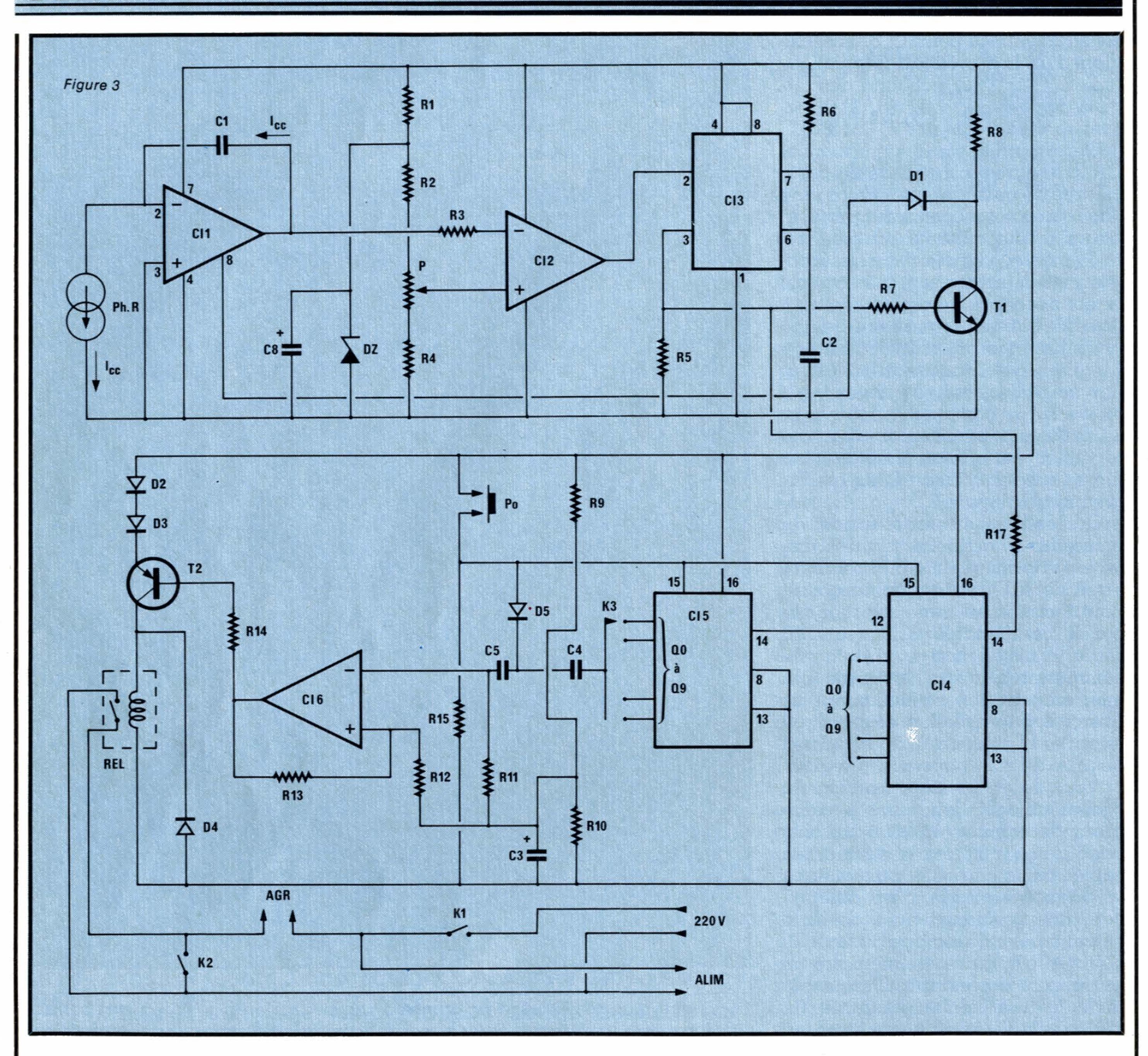
Le posemètre pour laboratoire

Sous un agrandisseur, et compte-tenu des différents paramètres (densité du négatif, puissance de la lampe, ouverture du diaphragme de l'objectif, sensibilité du papier, rapport d'agrandissement), les durées d'exposition d'un cliché varient en général de quelques secondes à quelques dizaines de secondes. La structure du posemètre tient compte de ces données, et des caractéristiques de la photopile utilisée.

Schéma complet du posemètre pour laboratoire

On le trouvera à la **figure 3**. L'ensemble fonctionne sous une tension stabilisée de 12 volts, élaborée à partir du secteur, dont on dispose dans tout laboratoire. Remarquons que, dans le cas d'une installation mobile travaillant sur batteries, le 12 volts continu de ces dernières pourrait être employé sans précautions particulières, les caractéristiques du posemètre ne dépendant pas de la valeur exacte de sa tension d'alimentation.

Dans l'amplificateur opérationnel CI_1, l'entrée non inverseuse (+) est directement reliée à la masse. On retrouve donc une masse virtuelle (potentiel nul) sur l'entrée inver-



seuse,, et la photopile **Ph.P** délivre son courant de court-circuit Icc, proportionnel à l'éclairement. Les courants d'entrée de l'amplificateur CA 3140 restant toujours très faibles (10 pA de valeur typique), cette même intensité Icc charge le condensateur d'intégration C_1.

Le deuxième amplificateur opérationnel, CI_2, travaille en comparateur, et constitue le détecteur de seuil du synoptique. Sur son entrée non inverseuse, il reçoit la tension de consigne ajustable à l'aide du potentiomètre P, mais stabilisée par la diode zener DZ. La rampe élaborée à la sortie de CI_3 parvient sur l'entrée inverseuse, à travers la résistance R_3.

Pendant la croissance de chaque rampe, le potentiel de l'entrée inverseuse reste inférieur à celui du point de consigne, et la sortie de CI_2 se trouve à 10,5 ou 11 volts environ. Elle passe brusquement à 1 volt lors du franchissement du seuil. Cette variation est transmise à l'entrée de déclenchement du monostable CI_3, classiquement construit autour d'un circuit intégré de type 555, dont la pseudo-période T est fixée par les composants R_6 et C_2. Avec les valeurs du schéma, T avoisine 0,5 ms.

Les créneaux prélevés sur la sortie 3, aux bornes de R_5, servent à deux fins : la remise à zéro de l'intégrateur, et la commande des compteurs. Pour la première application, ils sont transmis, via R_7, au transistor T_1, normalement bloqué. Chaque créneau fait passer T_1 à la saturation, et amène son potentiel de collecteur au-dessous de 0,5 volt. A travers D_1, on transmet cette tension bassse à l'entrée « strobe » de CI_1 (borne **8**), ce qui entraîne la décharge du condensateur C_1. Simultanément, la sortie de CI_2 repasse à l'état haut, et une nouvelle rampe commence à croître. La diode D_1 joue un rôle absolument indispensable : en son absence, l'entrée « strobe » de CI_1 serait portée au + 12 volts lors du blocage de T_1, ce qui interdit le fonctionnement normal de l'amplificateur opérationnel (voir son schéma interne dans l'annexe).

L'attaque des compteurs s'effectue, par les créneaux, à travers la résistance R_{17}, reliée à l'entrée d'horloge (« clock ») de CI_4. On n'utilise aucune des sorties de cette première décade (Q_0 à Q_9), dont seule la

Suite page 89



Stroboscope électronique pour réglage de l'avance

LORSQUE l'on modifie le circuit d'allumage d'une automobile, en insérant par exemple un allumage électronique, il se peut que l'avance à l'allumage soit déréglée. Il s'ensuit un cliquetis caractéristique, facilement audible et perceptible, lors des changements de régime.

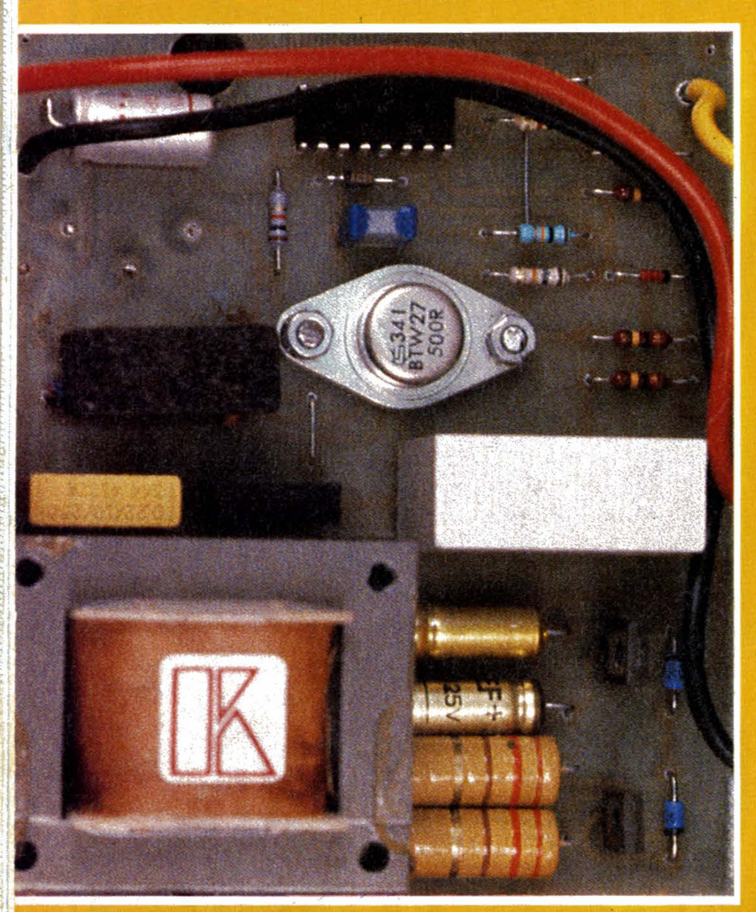
Un réglage aproximatif peut bien sûr se faire à l'oreille, mais un réglage optimum requiert obligatoirement l'utilisation d'un stroboscope, chargé de délivrer un bref éclat lumineux synchronisé avec le rupteur. Ceci permet de vérifier la stabilité de position du repère constructeur ou, le cas échéant de modifier la position du point d'allumage par action sur le « Delco » pour que tout rentre dans l'ordre.

Principe de fonctionnement d'un stroboscope

Quelle que soit la fonction du stroboscope (jeux de lumières, laboratoire, flash photographique...) son principe de conception peut-être illustré par la **figure 1**. Le but du montage est de produire un bref éclat lumineux répétitif. On utilise à cet effet une lampe éclair contenant un gaz rare, le xenon. Ce dernier donne une lumière blanche très intense ayant une température de couleur (5500° K) proche de celle de la lumière du jour.

La lampe éclair encore appelée tube à éclat, libère pendant un temps très bref, l'énergie stockée dans un condensateur, chargé sous une haute tension. On génère ainsi une très forte puissance instantanée. Pour rendre le gaz conducteur, il faut ioniser ses atomes. Ceci s'effectue en appliquant une impulsion de très haute tension (plusieurs kilovolts) à une électrode bobinée autour du tube. Cette très haute tension sera élaborée à l'aide d'un transformateur dont le primaire est relié, via un interrupteur, à un condensateur chargé à un potentiel de cent cinquante volts environ. Lorsque l'on ferme le contact, la capacité se comporte comme un générateur qui débite alors dans la bobine d'impulsions, créant une pointe de 6 KV et amorçant le tube. La haute tension s'écroule et commence à recharger C_1. De même pour C_2 qui est alimenté par le pont R_1, R_2. On peut à nouveau refermer l'interrupteur et provoquer ainsi un nouvel amorçage de la lampe éclair.

Dans notre application, c'est un thyristor qui jouera le rôle de contact commandable. Nous savons à présent comment fonctionne la partie haute tension et amorçage du stroboscope. Il faut désormais déclencher le tube en synchronisme avec



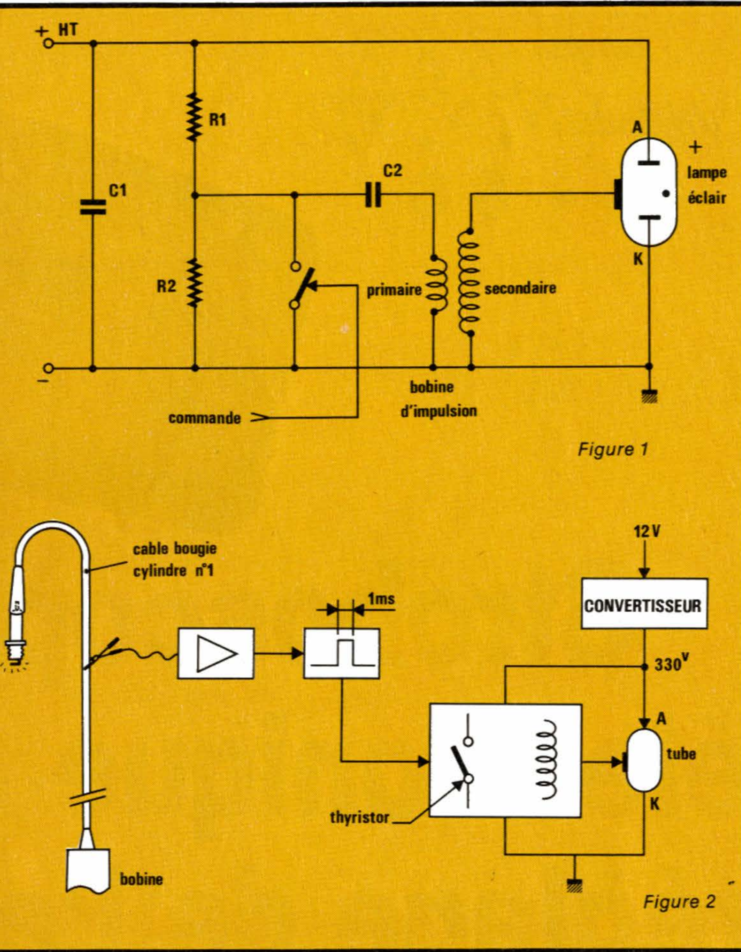


Figure 1

Figure 2

l'allumage. Le synoptique proposé **figure 2** montre la solution retenue.

Les pointes de THT produites par la bobine du véhicule, sont prélevées par effet capacitif, grâce à une pince crocodile sur le câble d'alimentation des bougies. Elles sont écrêtées puis transformées en impulsions calibrées de 1 ms. Nous verrons plus loin, le pourquoi de cette valeur. Ces impulsions commandent alors un thyristor. La lampe, quant à elle, est montée en balladeuse avec un fil d'une longueur de un mètre. Ceci pour permettre un éclairage précis des parties concernées sans avoir à déplacer le boîtier d'alimentation.

Schéma complet

Celui-ci est présenté à la **figure 3**. La production de la haute tension est confiée aux deux darlington BD 677 montés classiquement en multivibrateur astable avec, pour charge, les secondaires du transformateur 2 × 6 V. Les Zener D_1, D_2 protègent T_1, T_2 de surtensions transitoires pouvant apparaitre lors des commutations. Avec les valeurs des composants, la fréquence d'oscillation vaut environ 130 Hz.

Le pont de diodes 400 V/ 1 A se charge du redressement et assure la charge en continu du condensateur réservoir C_4. C'est ce dernier qui se déchargera dans le tube lors de son entrée en conduction.

C_3 se charge via le pont R_3, R_4 à un potentiel de 150 V. Lorsque Th_1 conduit, par application d'un potentiel VGK, C_3 se décharge brutalement dans Tr_1 créant une impulsion de 6000 V sur son secondaire.

Le transformateur d'impulsions

Le modèle employé est distribué par Franclair Electronique et possède un rapport de transformation de 40. Il existe un autre type de bobine économique pour lequel le circuit imprimé est conçu. Nous déconseillons ce dernier modèle, car il se produit parfois des arcs entre spires empêchant tout déclenchement correct. La **figure 4** représente ces deux transformateurs, avec leur « brochage ».

Le tube à éclat

Il est également distribué par Franclair. Il s'agit du modèle XFT 106 qui travaille avec un potentiel de 300 V à ses bornes. Les tubes 40 joules vendus par les détaillants conviennent parfaitement pour notre application.

Attention les tubes sont polarisés. Il faudra donc au préalable repérer l'anode (point rouge sur le tube) de la cathode.

Le système de déclenchement

Pour assurer la conduction du thyristor, on aurait pu prélever les impulsions sur le rupteur. Cela n'aurait pas été très élégant, nous avons opté pour une connexion aisée au véhicule. En effet, les pointes de tension traversant les câbles de bougies atteignent les 11000 volts.

Il est alors simple de les récupérer au moyen d'une pince crocodile,

Figure 3

(l'effet capacitif étant très efficace) mordant le câble.

La diode Zener D_3 écrête à 12 V les impulsions atténuées grâce à R_6, R_7, et on attaque ensuite l'inverseur B_4. L'association de B_1, B_2 constitue un monostable délivrant un niveau haut au repos.

Lorsqu'une impulsion négative se présente sur R_5, la sortie de B_1 passe brusquement à + Vcc et C_5 transmet ce potentiel sur son autre armature faisant basculer B_2, de Vcc à zéro. C_5, chargé, se décharge via R_8 et la tension en 3 (de B_2) diminue jusqu'à atteindre le seuil de basculement.

Calcul du monostable

Le chronogramme dessiné **figure** 5 illustre le texte ci-dessus. Le calcul est très simple. La loi de variation de la tension aux bornes de la capacité vaut : $V_C = A + B \exp(-t/RC)$. A $t = 0$, $V_C = V_{CC} = A + B$. Pour $t = \infty$, $V_C = 0 = A$, donc :
$V_C = V_{CC}\, e^{-t/RC}$

Pour une porte C-MOS, le basculement s'effectue pour une tension

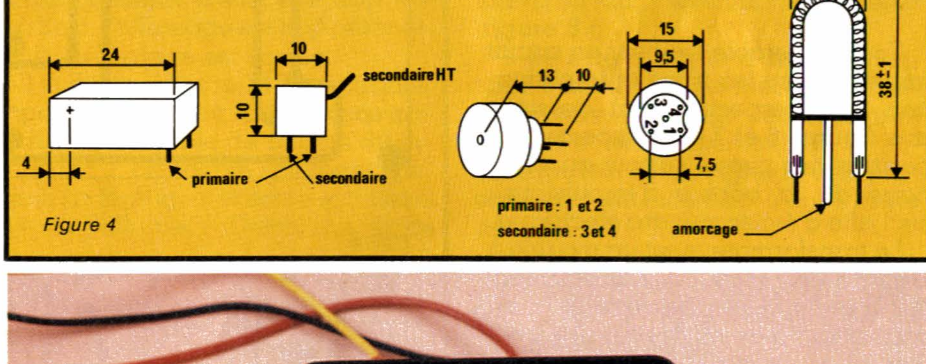
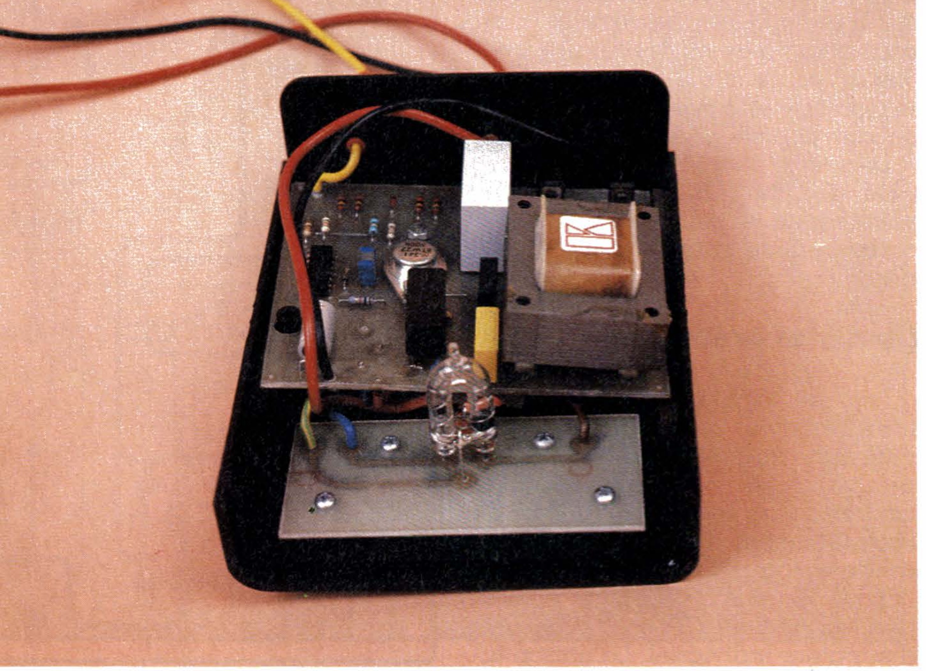


Figure 4



d'entrée de Vcc/ 2 environ. D'où l'écriture suivante : $1/2 \; V_{cc} = V_{cc} \exp(-t/RC)$. Après simplification par Vcc, on trouve que la durée de l'impulsion délivrée vaut :
$\tau = RC \ln 2$ soit environ 0,7 RC. Avec les valeurs retenues, τ a une durée de 700 µs. Pour déclencher Th_1, il est nécessaire d'inverser la sortie de B_2 pour obtenir zéro au repos. L'association de B_3, B_5, B_6 permet de piloter le thyristor sous une impédance ramenée de 330 Ω environ et ceci sans solliciter dangereusement les inverseurs.

Lorsque le thyristor conduit, un courant traverse son espace anode-cathode et C_3 se décharge dans Tr_1. Comme on le sait, un thyristor amorcé, le reste. Dans notre cas, c'est pour une valeur de l'intensité (délivrée par C_3) inférieure à celle de maintient (courant hypostatique) que Th_1 se bloque.

Le circuit imprimé est conçu en vue de recevoir un thyristor en boîtier TO 66 ou TO 220. Tout modèle 300 V ou 200 V, conviendra pourvu qu'il supporte quelques ampères.

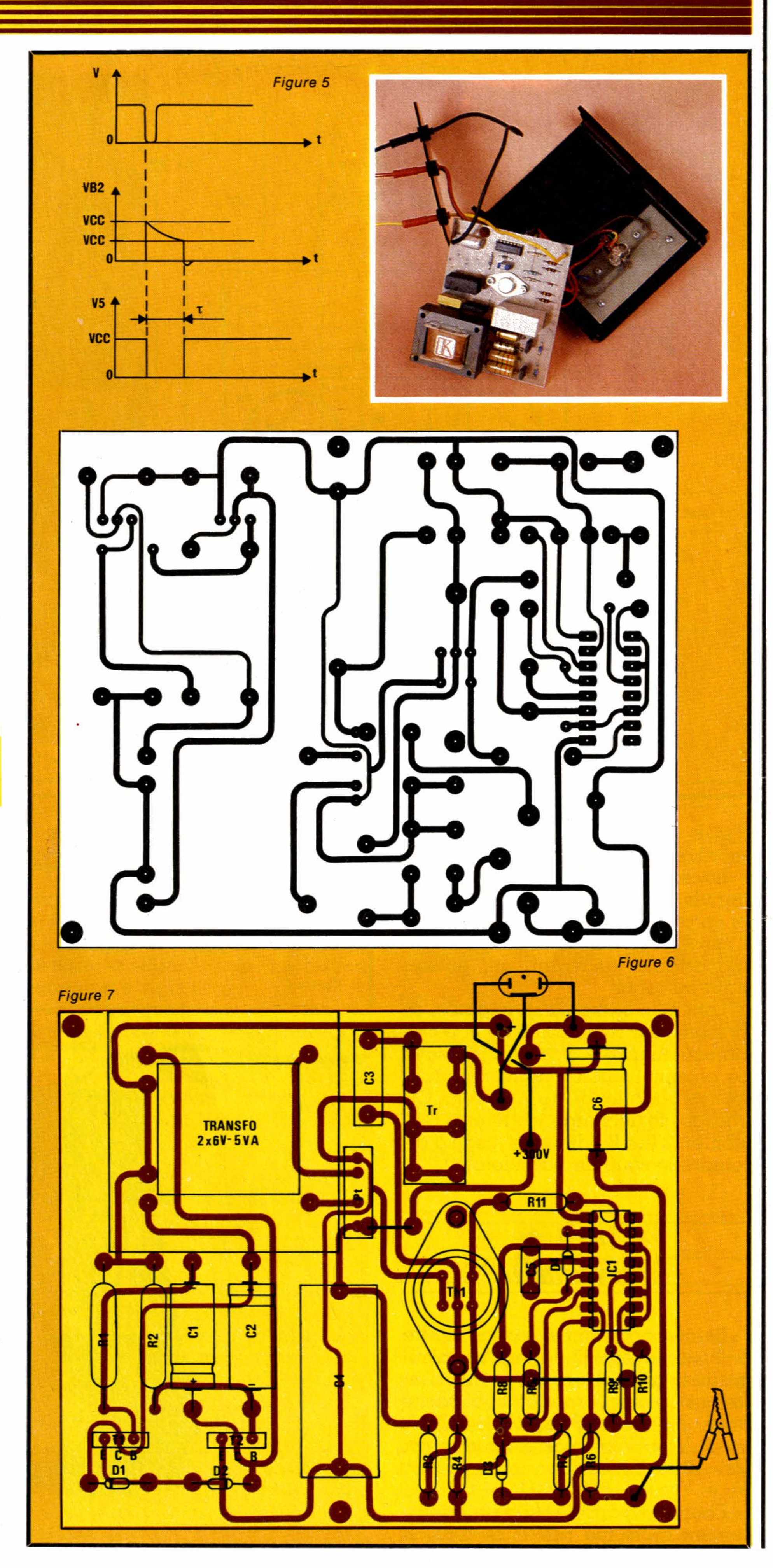


Figure 5

Figure 6

Figure 7

Réalisation pratique

Tout l'ensemble tient sur un circuit imprimé dont les tracé et implantation sont respectivement dessinés aux **figures 6 et 7**. On respectera la position des pistes, surtout au voisinage de la bobine d'impulsions ; ceci afin d'éviter tout arc électrique.

Le transformateur est un modèle à picots que l'on soudera directement sur la carte. A propos de celle-ci, on prendra soin de pulvériser une couche de vernis sur le cuivre, puisque le montage est appelé à travailler en garage comme à l'extérieur.

Le coffret utilisé est un MMP, modèle 115 PM. On s'inspirera des photos pour « l'usinage » de la face avant comme pour le panneau arrière.

Dernières précisions

Lors de la mise sous tension, le transformateur émet un « ronronnement » de satisfaction à 100 Hz, prouvant le fonctionnement du convertisseur. Ne pas s'inquiéter de l'échauffement de R_1 et R_2. On les soudera à quelques millimètres de l'époxy. En cas d'utilisation prolongée, on équipera T_1 et T_2 d'un petit dissipateur individuel. La liaison tu-

be-circuit imprimé ne doit pas dépasser 1 mètre, car au délà, la chute de tension est trop forte et la lampe ne s'amorce plus. On évitera toute alimentation inadaptée du module qui pourrait détruire T_1 et T_2, malgré les zeners. Si votre tube n'émet aucun éclat, c'est que C_3 ne se vide pas dans Tr_1 (en supposant le câblage correct). Th_1 n'est pas déclenché. Pour vérifier cette hypothèse, dessouder Th_1 et par intermittence, relier la jonction R_3, C_3 à la masse, à l'aide d'un fil. Si tout va bien, le tube s'amorce au rythme des contacts. C'est donc Th_1 qui ne veut pas conduire. Pour l'aider, réduisez L'ENSEMBLE les valeurs de R_9, R_{10}, R_{11} à 820 Ω et tout ira bien.

Ça y est, tout est testé câblé... Mais que faire d'un tel instrument ? Avant de détailler la procédure de réglage, nous allons faire un rapide retour sur le fonctionnement d'un moteur.

Rappels techniques sur le moteur

Dans un moteur à explosion, l'explosion du mélange air-essence, comprimé dans le cylindre lors de la remontée du piston, est initialisé par le jaillissement d'une étincelle à la bougie.

L'instant où cette étincelle apparait est choisi toujours avant que le piston n'ait atteint le sommet de sa course (point mort haut) pour des raisons de vitesse de propagation du front de l'explosion. C'est ce que l'on appelle : l'avance à l'allumage ». Par exemple, si l'étincelle jaillit alors que le piston est à x mm de son PMH et si cela correspond à une rotation de $\theta°$ du vilebrequin, nous dirons que l'avance est de $\theta°$.

Le choix de cette avance est conditionné par de nombreux paramètres : vitesse de rotation du moteur, remplissage des cylindres (position du papillon des gaz) température, action du conducteur sur la pédale d'accélérateur, etc... La variation de cette avance, fonction partielle des variables évoquées cidessus, est obtenue par un système à dépression et un système centrifuge qui agissent tous deux sur l'allumeur.

Le fonctionnement de ces systèmes est caractérisé par des valeurs ou des courbes fournies par le constructeur. Il est impératif que ces courbes soient contrôlées périodiquement.

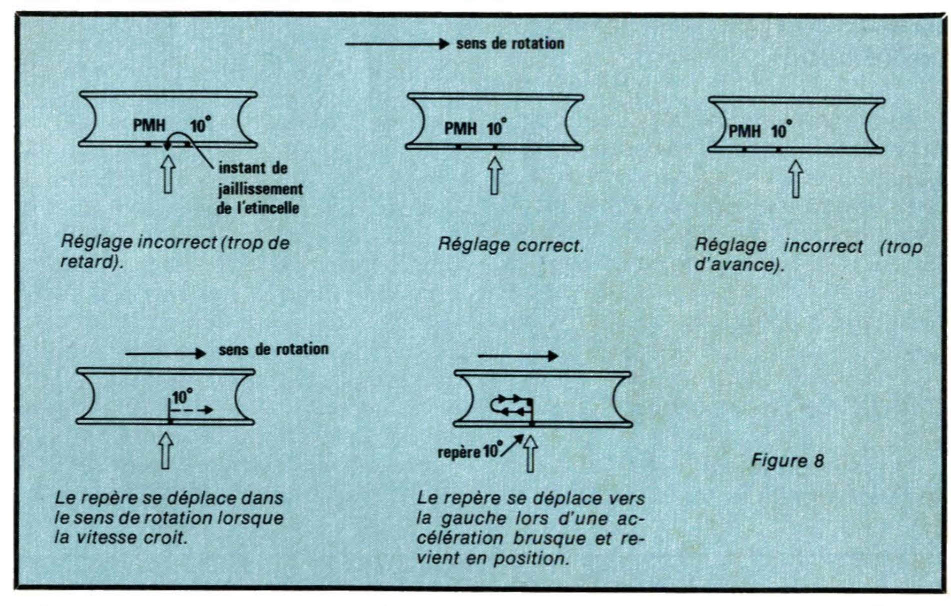


Figure 8

La mesure de l'avance se fait en comparant la position d'un repère (fixe) sur le moteur, d'un repère (mobile), généralement tracé sur un organe tournant (volant, poulie etc...).

Calage initial (moteur au ralenti)

La **figure 8** illustre les diverses configurations possibles. En a, le repère, 10° (choisi arbitrairement) apparait après la flèche, signifiant un déclenchement d'étincelle trop tardif. En c, l'allumage est trop précoce. En b, le réglage est correct.

Il suffit de relier le 12 V au stroboscope et après avoir fixé la pince crocodile sur le câble de bougie du cylindre n° 1, on éclaire l'élément tournant. Le réglage s'effectue en faisant pivoter l'allumeur (Delco) autour de son axe. On aura soin de le débloquer auparavant.

En général, seul le repère x dégrés est dessiné. Ne cherchez donc pas deux traits ! Mais cela dépend du véhicule...

Vérification de l'avance centrifuge

Si le système d'avance centrifuge agit correctement, le repère 10° se déplace **dans le sens de rotation** lors d'un accroissement de vitesse (**figure 8 d**).

Il ne s'agit là que d'une vérification. Pour faire une mesure, il faudrait pouvoir évaluer l'écart temporel entre l'établissement de l'étincelle (ouverture du rupteur) et le passage au point mort haut à une vitesse donnée.

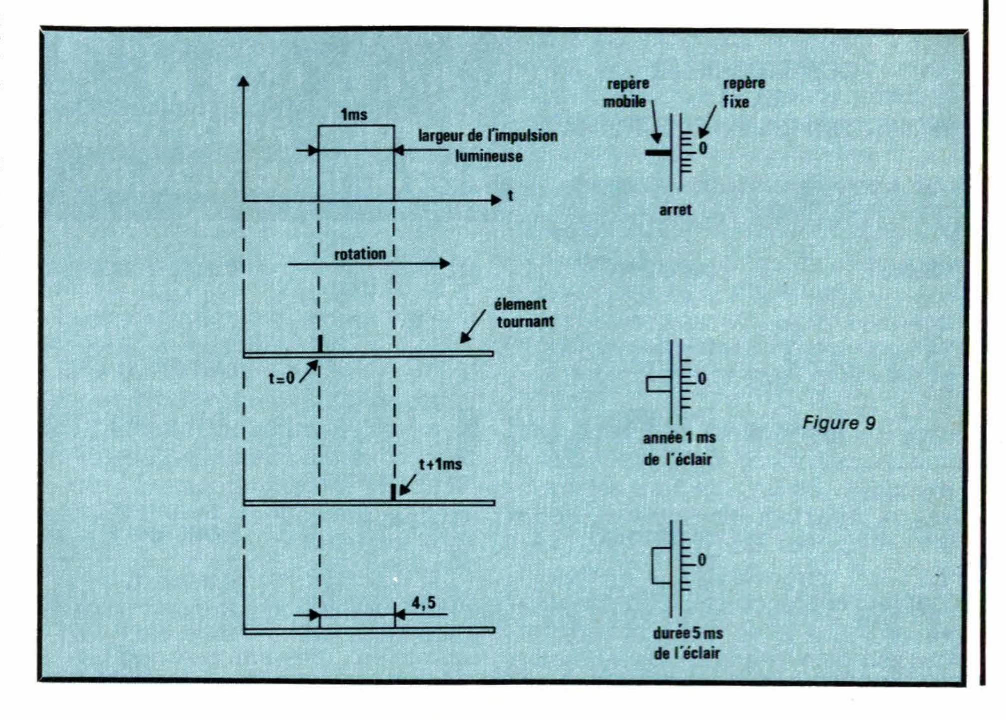


Figure 9

Vérification de l'avance à dépression

Lors d'une accélération brutale, le repère doit **immédiatement** se déplacer dans le sens de rotation. On fera également l'essai en débranchant le tuyau de dépression, aboutissant à la capsule de l'allumeur. A ce moment là, le phénomène précédent ne doit pas se reproduire (**figure** 8 e).

Calcul de la précision

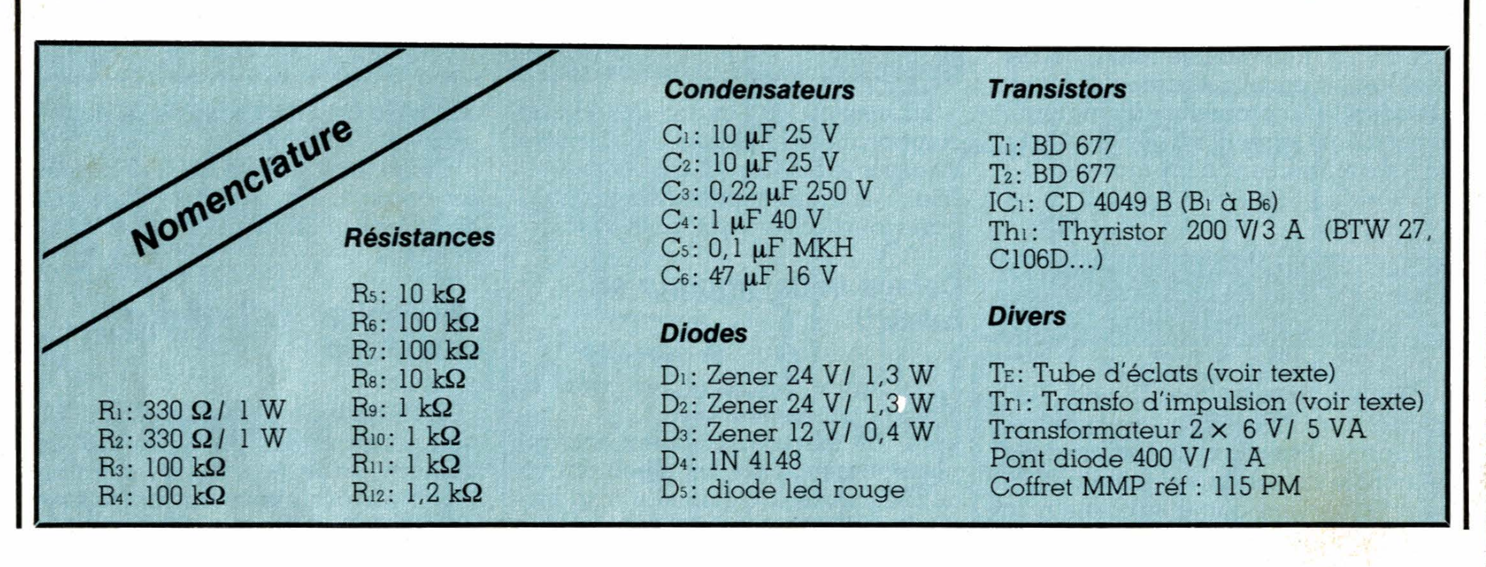
Toute mesure, quelle que soit la manière dont elle est faite, est entachée d'une erreur plus ou moins importante. Ici, la précision de lecture est directement liée à la durée du flash projeté sur le repère. En effet, au ralenti le moteur tourne à 750 tr/mn. Soit $750 \times 360 / 60 = 4500° \cdot s^{-1}$ ou $25 \cdot \pi$ rd/s. Si la durée de l'éclair vaut 1 ms, le repère, durant le flash, se sera déplacé de 4,5° sur la graduation. De plus, de part la persistance rétienienne, l'œil ne verra qu'une tache sur les graduations. D'où une erreur de lecture, conditionnée par le temps de l'éclair. Il est donc nécessaire de calibrer l'impulsion à une valeur réalisant un bon compromis précision-luminosité. La **figure 9** illuste ce phénomène.

Conclusion

Notre stroboscope n'a pas à rougir des réalisations commerciales car par un coût de revient moyen, une construction aisée et robuste, il permettra, nous l'espérons, une économie de révision d'allumage pour son propriétaire.

L'auteur tient à remercier M. René VINCI, professeur, pour son aimable collaboration apportée à la rédaction de l'additif mécanique.

Christophe BASSO



Nomenclature

Résistances

R_1: 330 Ω / 1 W
R_2: 330 Ω / 1 W
R_3: 100 kΩ
R_4: 100 kΩ
R_5: 10 kΩ
R_6: 100 kΩ
R_7: 100 kΩ
R_8: 10 kΩ
R_9: 1 kΩ
R_{10}: 1 kΩ
R_{11}: 1 kΩ
R_{12}: 1,2 kΩ

Condensateurs

C_1: 10 µF 25 V
C_2: 10 µF 25 V
C_3: 0,22 µF 250 V
C_4: 1 µF 40 V
C_5: 0,1 µF MKH
C_6: 47 µF 16 V

Diodes

D_1: Zener 24 V / 1,3 W
D_2: Zener 24 V / 1,3 W
D_3: Zener 12 V / 0,4 W
D_4: 1N 4148
D_5: diode led rouge

Transistors

T_1: BD 677
T_2: BD 677
IC_1: CD 4049 B (B_1 à B_6)
Th_1: Thyristor 200 V/3 A (BTW 27, C106D...)

Divers

T_E: Tube d'éclats (voir texte)
Tr_1: Transfo d'impulsion (voir texte)
Transformateur 2 × 6 V / 5 VA
Pont diode 400 V / 1 A
Coffret MMP réf : 115 PM

Suite de la page 70

broche 11, 90 nanosecondes avant la broche 12. Ceci explique la présence d'un strap qui permet de choisir l'une ou l'autre des broches et étend la plage de réglage.

Les signaux Y, – (R-Y), – (B-Y) sont dirigés ensuite tout naturellement vers le TDA 3501 pour y être traités et dématricés. Un détail cependant n'a pu échapper à votre sagacité : le signal Y est repris également via C_{31} par le transistor T_4 pour aboutir finalement au 4093, cette partie du montage permet d'extraire, tel quel, l'ensemble des tops de synchro composite et de les restituer après mise en forme pour une liaison éventuelle R, V, B + SYNCHRO. Attention, si cette liaison est utilisée, elle nécessitera une adaptation de niveau et d'impédance.

Pour finir, les signaux R, V, B sont disponibles sur les broches 1, 4 et 26 du TDA 3501 avec pour seul défaut, dans l'application qui nous intéresse, d'être inversés pour assurer la compatibilité avec la carte de dématriçage décrite précédemment, nous allons donc inverser les signaux R, V, B grâce aux transistors T_5, T_6, T_7.

Le montage un peu particulier de ces transistors appelle une remarque générale aux circuits vidéo. En effet, une polarisation correcte de la base de ces transistors aurait nécessité une liaison par capacité. Malheureusement les signaux vidéo sont dissymétriques et une liaison par capacité ne permet pas de conserver leur alignement sur le niveau de référence du noir lorsqu'il y a des variations de la luminosité moyenne de l'image. Il reste comme solutions soit de concevoir des circuits dont la bande passante descend jusqu'au continu ou presque, soit de clamper le signal, c'est-à-dire de conserver pour chaque ligne la même valeur relative du noir. Mais faut-il encore disposer pour cela de points de comparaison suffisamment stables. On prendra donc par échantillonnage, soit le fond du top de synchro, soit la valeur moyenne du burst d'identification et l'on s'attachera à les conserver à un niveau bien défini, c'est d'ailleurs en faisant varier ce niveau que l'on obtient un réglage de luminosité (**figure 5**).

Les TDA 4560 et TDA 3501 possédant leurs propres circuits de clamp, il restait donc à concevoir des étages inverseurs ayant une bande passante suffisante et descendant jusqu'au continu, d'où une liaison par les diodes D_2 à D_7 pour conserver une polarisation correcte des bases de T_5, T_6 et T_7 et la présence des condensateurs C_{48}, C_{49} et C_{50} pour élargir cette même bande passante vers le haut. Le gain – 2 de ces étages permet d'avoir des signaux de 1 V en sortie pour 1 V en entrée, le potentiomètre de contraste étant en position médiane.

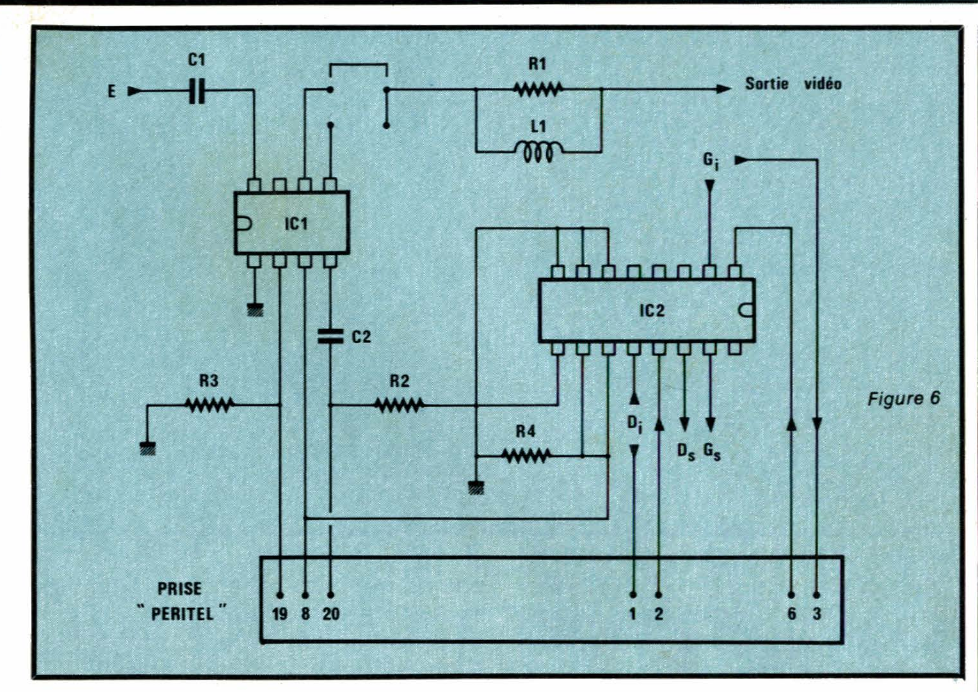


Figure 6

Schéma de principe de la carte commutation lente

Cette carte, dont le schéma de principe est donné **figure 6** est optionnelle, sa fonction est de commuter le signal vidéo et les deux canaux son par la commande de commutation lente. Elle permet également de fournir en sortie un signal vidéo normalisé, c'est-à-dire de 1 V sur 75 Ω.

La commutation des canaux son est assurée par un 4053 de la façon suivante : le son venant de l'amont, par exemple de la platine TV, est envoyé aux broches 2 pour le canal gauche et 12 pour le canal droit et alimente également les sorties son sur la prise « péritel ».

Les entrées son de cette même prise sont connectées aux broches 1 pour le canal gauche et 13 pour le canal droit. En fonction de la commande de commutation, nous serons donc en présence sur les broches 15 pour le canal gauche et 14 pour le canal droit soit du son venant de l'amont, soit du son issu de la prise, celui-ci sera dirigé alors vers l'aval, par exemple vers une chaîne audio.

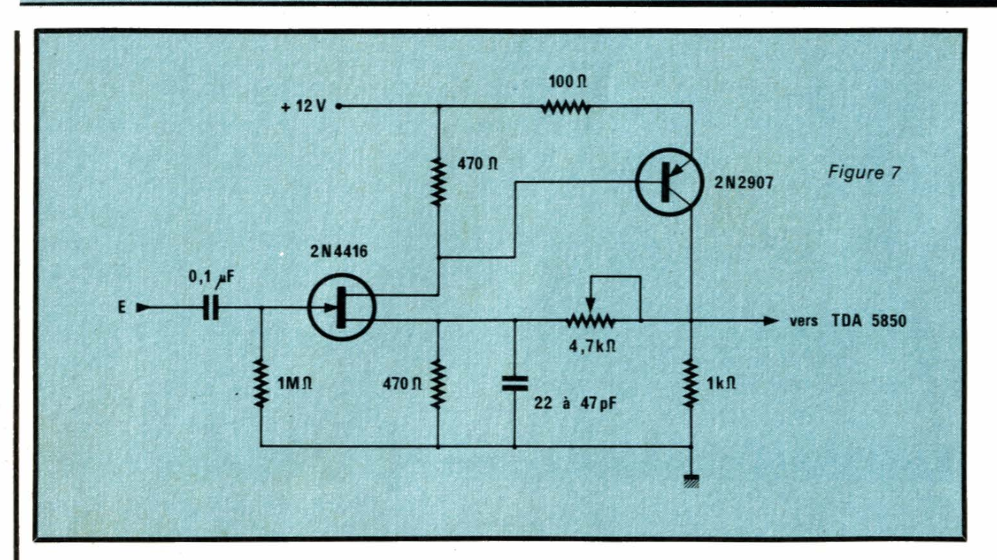
La commutation du signal vidéo suit la même logique que celle du son et elle est assurée par un TDA 5850 (cf RPEL N° 452). Cependant, pour obtenir un signal vidéo sur la prise « péritel » de 1 V crête-à-crête (br 2) il est nécessaire de disposer en entrée du TDA 5850 d'un signal de 3 V (br 8) ; selon l'environnement dans laquel doit fonctionner cette carte, il peut être nécessaire d'amplifier le signal vidéo pour obtenir les 3 V requis. Un schéma d'un tel ampli vous est proposé le cas échéant **figure 7** et permet d'obtenir dans de bonnes conditions de bande passante un gain pouvant aller jusqu'à 4.

Le signal en sortie (br 5) destiné au(x) décodeurs(s) et aux circuits de filtres sera lui aussi de 3 volts. Il est à noter que l'on dispose également d'un signal inversé sur la broche 6 d'où la présence du strap qui permet de choisir l'un ou l'autre signal.

Mise en garde

L'auteur a la chance (si l'on peut dire !) de s'être confronté, en tant que lecteur, à pas mal de réalisations parues dans RPEL et en a tiré un certain nombre d'enseignements :

des erreurs dans la revue : si nous avons parfois rencontré des erreurs dans les descriptions de montages, nous pouvons affirmer que la plupart ont fonctionné sans difficulté. Les erreurs, quand il y en a, sont le plus souvent des coquilles faciles à rectifier de soi-même lorsqu'on essaye de **comprendre comment ça marche.**



En général, quand ça ne marche pas et que l'on a bien compris ce que l'on a fait, les causes sont à chercher ailleurs.

Les composants et équivalences : si vous n'êtes pas sûr de vous, évitez à tout prix les équivalences ou les approximations :

— Un BC 558A ne peut pas remplacer dans tous les cas un BC 558B !

— deux selfs d'un même constructeur identifiées par des numéros différents ont de bonnes chances de ne pas être absolument identiques (**sinon elles auraient le même numéro !**) ; dans certains cas, on peut les considérer comme équivalentes mais il est probable qu'il faudra **recalculer certains composants périphériques.**

Les erreurs de montage : nous pensons que ce sont les principales causes de mauvais fonctionnement :

— soudures collées

— strap oublié

— composant monté à l'envers

— erreur sur des valeurs de composants, en particulier de résistance.

Dans ce chapitre, nous pouvons même affirmer que ce sont les erreurs les plus bêtes qui sont les plus difficiles à discerner.

Matériel de laboratoire et mise au point

Un minimum de matériel est nécessaire. Ainsi, en vidéo il est rare qu'un montage fonctionne dès la mise sous tension, ne serait-ce qu'à cause des réglages indispensables et de la dispersion dans les valeurs de composants ; dans ce cas un oscilloscope devient aussi nécessaire qu'un multimètre.

En espérant ne pas vous avoir trop découragé, nous allons aborder la phase de réalisation et mise au point de la carte qui nous occupe actuellement.

Réalisation

La réalisation des deux cartes ne devrait pas poser de problèmes particuliers.

Le tracé assez dense de la carte principale est donné à la **figure 8,** un procédé photographique pour sa reproduction serait la solution idéale. La **figure 9** donne le tracé de la petite carte. Les implantations sont données respectivement aux **figures 10** et **11.**

Nous ne vous ferons pas l'injure de vous rappeler d'implanter les composants dans l'ordre de leur épaisseur en commençant par les straps, et avec une attention particulière à celui placé sous le support du 4053. Toutes les résistances doivent être au maximum des 1/4 de watt. La densité de composants exige des soudures minutieuses et un fer à souder à pointe fine. Ne pas oublier de monter les deux potentiomètres de 10 K pour les réglages de saturation couleur et de contraste ainsi que la résistance R_{37}. Connecter les deux cartes par des chutes de queues de résistances en laissant un espace suffisant pour que le 4053 ne touche pas C_{37}.

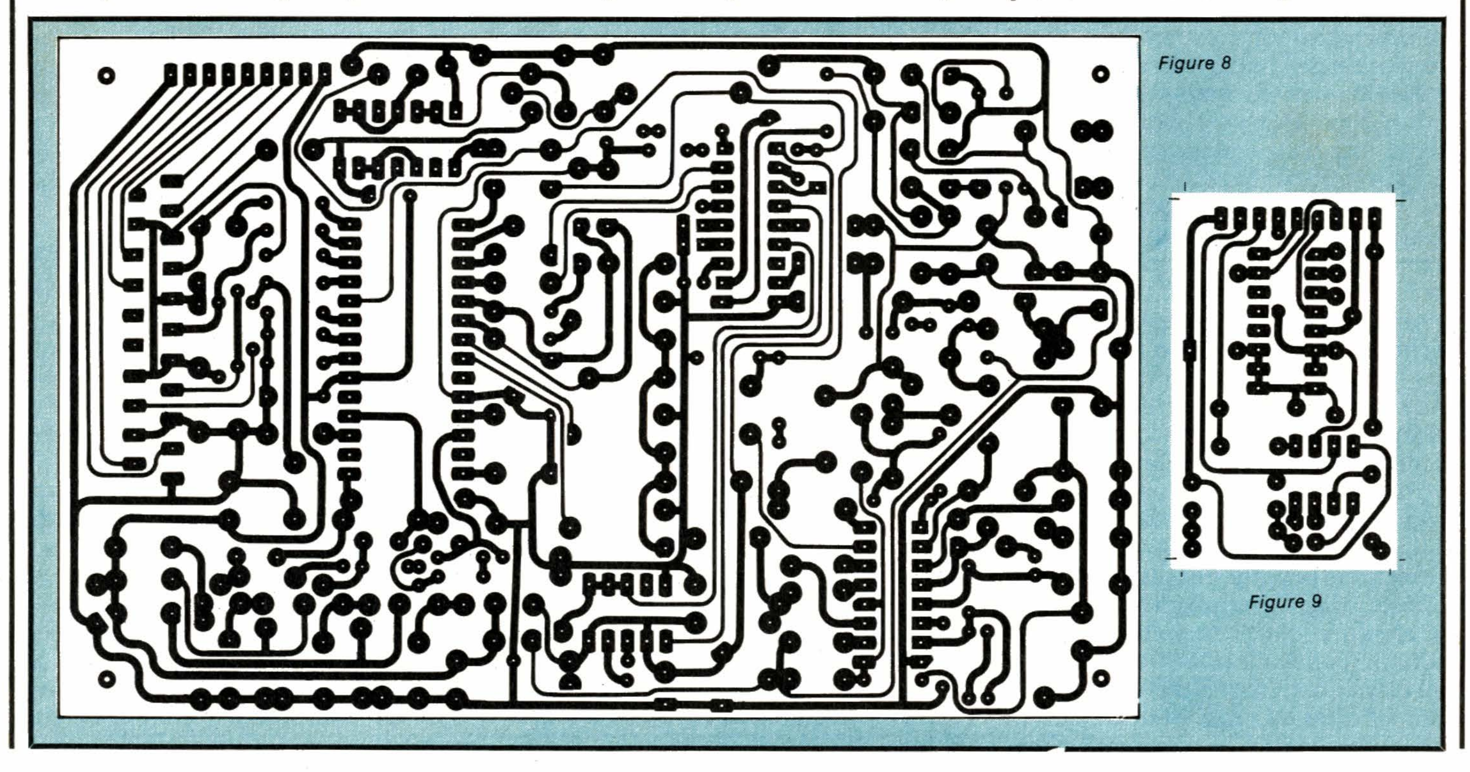


Figure 8

Figure 9

Figure 10

Figure 11

Mise au point et réglages

Après une ultime vérification visuelle, mettre la carte sous tension sans les circuits intégrés ; si aucune fumée suspecte ne s'élève, c'est un premier pas ! Vérifier la présence des 12 volts sur les supports de CI, et la valeur de la tension sur la broche 15 du TDA 4650 en fonction de la position des interrupteurs DIL en vous aidant du tableau 1. Si tout est satisfaisant débranchez et mettez en place le TDA 2593. Alimenter à nouveau et vérifier la présence du signal « sand-castle » aux bornes de R_{33}/R_{34}, régler R_{22} pour obtenir une fréquence de 15625 Hz.

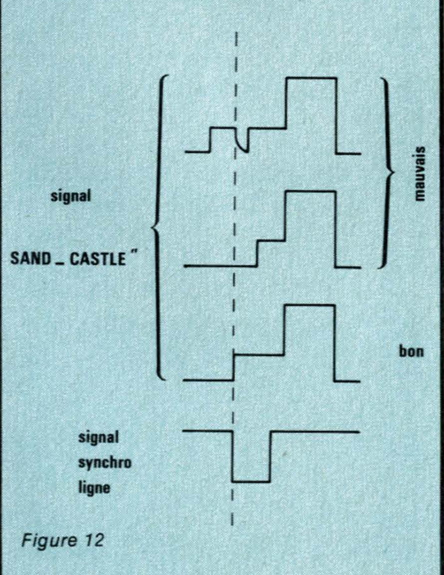


Figure 12

Introduire un signal Y et ajuster la forme du signal « sand-castle » par R_{32} (**figure 12**).

Débrancher à nouveau, mettre en place les autres CI, remettre sous tension et introduire les signaux B-Y, R-Y et Y, régler R_{43} de façon à faire coïncider le niveau du noir avec le niveau de référence.

Ajuster les niveaux du vert et du bleu par les ajustables R_{47} et R_{46} pour équilibrer les couleurs, le niveau du rouge n'étant pas réglable. Sur notre maquette les réglages correspondent pratiquement aux positions médianes des ajustables. Il ne restera plus qu'à régler le retard introduit par le TDA 4560 en vous référant au tableau 1 et à la figure 4.

J.-C. Pougnard

Nomenclature

Résistance 1/4 W

R_1 : 470 Ω
R_2 : 220 Ω
R_3 : 2,2 MΩ
R_4 : 220 Ω
R_5 : 2,2 MΩ
R_6 : 10 kΩ
R_7 : 1,5 kΩ
R_8 : 10 Ω
R_9 : 470 Ω
R_{10} : 150 Ω
R_{11} : 27 kΩ
R_{12} : 15 kΩ
R_{13} : 15 kΩ
R_{14} : 220 Ω
R_{15} : 220 Ω
R_{16} : 12 Ω
R_{17} : 10 Ω
R_{18} : 1,8 MΩ
R_{19} : 2,2 MΩ
R_{20} : 1,5 kΩ
R_{21} : 33 kΩ
R_{22} : 47 kΩ Aj.
R_{23} : 120 kΩ
R_{24} : 12 kΩ
R_{25} : 82 kΩ
R_{26} : 1,2 kΩ
R_{27} : 3,3 kΩ
R_{28} : 4,7 kΩ
R_{29} : 10 kΩ
R_{30} : 220 kΩ
R_{31} : 220 kΩ
R_{32} : 470 kΩ Aj.
R_{33} : 12 kΩ
R_{34} : 10 kΩ
R_{35} : 33 kΩ
R_{36} : 10 kΩ Pot.
R_{37} : 10 kΩ
R_{38} : 22 kΩ
R_{39} : 10 kΩ Pot.
R_{40} : 56 kΩ
R_{41} : 100 kΩ
R_{42} : 15 kΩ
R_{43} : 10 kΩ Aj.
R_{44} : 56 kΩ
R_{45} : 180 kΩ
R_{46} : 10 kΩ Aj.
R_{47} : 10 kΩ Aj.
R_{48} : 4,7 kΩ
R_{49} : 75 Ω
R_{50} : 75 Ω
R_{51} : 75 Ω
R_{52} : 75 Ω
R_{53} : 820 Ω
R_{54} : 820 Ω
R_{55} : 820 Ω
R_{56} : 150 Ω
R_{57} : 220 Ω
R_{58} : 150 Ω
R_{59} : 220 Ω
R_{60} : 150 Ω
R_{61} : 220 Ω
R_{62} : 470 Ω
R_{63} : 1 kΩ
R_{64} : 470 Ω
R_{65} : 470 Ω
R_{66} : 470 Ω

Condensateurs

C_1 : 0,33 µF MKH
C_2 : 0,33 µF MKH
C_3 : 0,33 µF MKH
C_4 : 47 µF TANT 16 V
C_5 : 47 µF TANT 16 V
C_6 : 47 µF TANT 16 V
C_7 : 0,33 µF MKH
C_8 : 0,33 µF MKH
C_9 : 0,47 µF MKH
C_{10} : 100 pF
C_{11} : 0,47 µF MKH
C_{12} : 6,8 nF MKH
C_{13} : 100 µF 16 V
C_{14} : 100 pF
C_{15} : 100 pF
C_{16} : 330 pF
C_{17} : 470 pF
C_{18} : 470 pF
C_{19} : 0,22 µF MKH
C_{20} : 1000 µF 16 V
C_{21} : 0,22 µF MKH
C_{22} : 22 nF MKH
C_{23} : 22 nF MKH
C_{24} : 22 nF MKH
C_{25} : 22 nF MKH
C_{26} : 22 nF MKH
C_{27} : 22 nF MKH
C_{28} : 0,47 µF MKH
C_{29} : 47 nF MKH
C_{30} : 47 nF MKH
C_{31} : 2,2 µF MKH
C_{32} : 47 nF MKH
C_{33} : 47 nF MKH
C_{34} : 47 nF MKH
C_{35} : 10 µF TANT 16 V
C_{36} : 4,7 µF TANT 16 V
C_{37} : 100 µF 16 V
C_{38} : 4,7 nF MKH
C_{39} : 0,47 µF MKH
C_{40} : 47 µF TANT 16 V
C_{41} : 0,1 µF MKH
C_{42} : 4,7 nF STIRO
C_{44} : 0,22 µF MKH
C_{45} : 10 nF MKH
C_{46} : 0,22 µF MKH
C_{47} : 0,22 µF MKH
C_{48} : 4,7 nF ceram
C_{49} : 4,7 nF ceram
C_{50} : 4,7 nF ceram

Semi-conducteurs

T_1, T_2 : 2 N 4416
T_3 : BC 548 B
T: BC 558 B
T_5, T_6, T_7 : 2 N 2907

Diodes

D_1, D_2, D_3, D_4, D_5, D_6, D_7 : 1 N 4148
D_8 : Zener 3,6 V

Circuits intégrés

IC_1 : TDA 4560
IC_2 : TDA 3501
IC_3 : TDA 2593
IC_4 : 4093

Divers

1 embase Péritel pour circuit imprimé
5 inters DIL

L_1, L_2 : 100 µF

Commutation

Résistances

R_1 : 1 kΩ 1/4 W
R_2 : 75 Ω 1/4 W
R_3 : 75 Ω 1/4 W
R_4 : 10 kΩ 1/4 W

Condensateurs

C_1 : 0,47 µF MKH
C_2 : 0,47 µF MKH

Inductance

L_1 : Self série Siemens B 78 10 µH

Circuits intégrés

IC_1 : TDA 5850
IC_2 : 4053

METRIX : multimètre MX 573

En matière de multimètres, se pose souvent le dilemme du choix entre les techniques numériques, qui apportent la précision, et les techniques analogiques, qui permettent de suivre plus facilement les fluctuations de grandeurs variables dans le temps.

Avec son modèle MX 573, Metrix apporte une solution à ce problème, puisque le même appareil offre les deux types d'affichage. Pour la partie numérique, la mesure s'effectue sur 2 000 points, avec une impédance de 10 MΩ en voltmètre. La section analogique, qui comporte un circuit redresseur, donne des déviations toujours de même sens, autorisant aisément les réglages de zéro. Grâce à l'électronique incorporée, l'impédance d'entrée de 10 MΩ est conservée.

En continu, les mesures de tension s'échelonnent, en six gammes, de 20 mV à 1 000 V à pleine échelle. On trouve les mêmes calibres en alternatif, avec toutefois une limitation à 750 volts pour les tensions. Précisons que l'appareil effectue les mesures en valeurs efficaces vraies. Enfin, six gammes ohmmètre donnent leur pleine déviation de 200 Ω à 20 MΩ à pleine déviation. L'appareil permet le test des diodes, et comporte un indicateur sonore de continuité.



Metrix
Chemin de la Croix-Rouge - BP 30 - 74010 Annecy
Tél. : 50.52.81.02

Suite de la page 78



sortie « carry out » (broche 12) fournit le signal d'horloge du deuxième compteur. Par contre, le commutateur K_3, équivalent à K du synoptique de la figure 1, sélectionne l'une des 10 sorties du deuxième circuit de comptage CI_5.

L'amplificateur opérationnel CI_6 se comporte en bistable, grâce à la réaction positive qu'introduit la résistance R_{13}, branchée entre sa sortie et son entrée non inverseuse. Au démarrage (allumage de l'agrandisseur), on ferme brièvement le poussoir P_0, ce qui, à travers D_5 et C_5, envoie une impulsion positive sur l'entrée inverseuse, tandis que l'autre entrée est maintenue en permanence à + 6 volts, par le pont des résistances R_9 et R_{10}. La sortie de CI_6 passe à l'état bas, et s'y maintient, à cause de la réaction positive. Le transistor T_2, alors conducteur, alimente la bobine du relais, dont les contacts commandent la lampe de l'agrandisseur.

Lorsque l'une des sorties de CI_5 — celle que sélectionne K_3 — revient à l'état bas après avoir transité vers le + 12 volts, les condensateurs C_4 et C_5, joints à R_{11}, différencient cette transition. Une impulsion négative est alors appliquée sur l'entrée inverseuse du bistable, et sa sortie retourne à l'état haut, soit environ + 10,5 volts. En raison de la présence de D_2 et de D_3, qui élèvent à 1,8 volt le seuil de conduction de T_2, ce transistor se bloque, le relais s'ouvre, et l'agrandisseur s'éteint.

On remarquera que lors de chaque allumage de l'agrandisseur, il convient de remettre à zéro les compteurs CI_4 et CI_5. A cet effet, lors de la fermeture du poussoir P_0, une tension de + 12 volts est appliquée sur les entrées « reset » (broches 15) des décades. Par contre, grâce à la présence de la diode D_5, les pointes positives qu'on trouve au point commun à C_4 et C_5, restent sans influence.

La **figure 3** fait apparaître l'interrupteur général de mise sous tension, K_1. On y observe aussi la présence de K_2, monté en parallèle sur les contacts du relais, afin de permettre l'allumage manuel de l'agrandisseur, pour le cadrage et la mise au point.

Enfin, le schéma de l'alimentation apparaît à la **figure 4**. Le pont CI_7 assure le redressement sous double alternance, tandis que la régulation est confiée à CI_8, de type 7812. Une diode électroluminescente rouge (seule couleur acceptable en raison de son inactinisme) sert de témoin de mise sous tension.

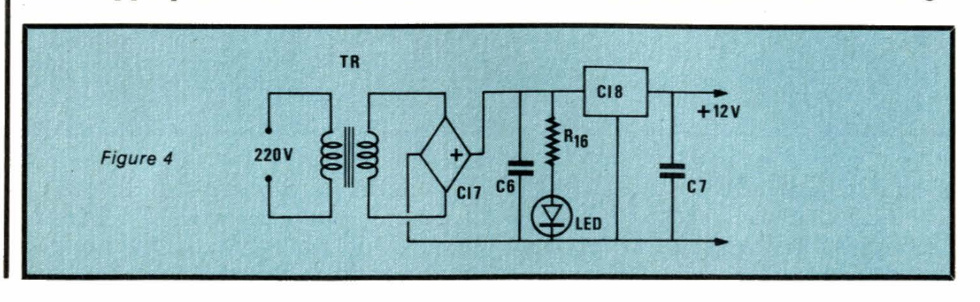


Figure 4

Le circuit imprimé et son câblage

La **figure 5** donne, à l'échelle 1, le dessin du circuit imprimé. Pour l'implantation, on se reportera au schéma de la **figure 6**, et aux photographies de notre maquette.

Le relais, très largement calibré puisque ses contacts peuvent couper jusqu'à 8 ampères sous 220 volts, est un Siemelec, de référence GBR 10-2-12. On pourra trouver son équivalent dans les marques Siemens (référence B 23 000-27) ou Omron (référence G 2 L 113 PB), mais à des prix sensiblement plus élevés.

La mise en coffret

Le coffret que nous avons employé, et pour lequel a été spécialement prévue la découpe du circuit imprimé, est un pupitre Retex, de référence ABOX-RA-1, et de couleur noire comme il sied à un laboratoire photographique. On devra respecter la disposition de la façade (**figure 7**), faute de quoi des problèmes risqueraient de se présenter pour la mise en place des commutateurs et du potentiomètre.

La sonde, reliée par un fil blindé souple de petit diamètre, dont la gaine est à la masse du montage et l'âme sur l'entrée inverseuse de CI_1, se raccorde à l'aide d'un jack miniature. La liaison vers le secteur et la sortie pour le branchement de l'agrandisseur, s'effectuent par l'arrière du coffret.

Réalisation du capteur

La cellule Solems utilisée est l'un des deux modèles que nous avons sélectionnés dans la gamme du constructeur : elle porte la référence 05/048/016/C, mesure 48 mm sur 16 mm, et délivre une intensité de court-circuit d'environ 100 nA par lux.

Nous avons adopté, selon la tradition la plus répandue car la plus facile à mettre en œuvre, la méthode de mesure par réflexion, qu'illustre la **figure 8**. Fixée en bordure du margeur, la cellule capte les rayons réfléchis par la surface du papier. Plusieurs impératifs doivent être respectés :

— En aucun cas, la cellule ne doit

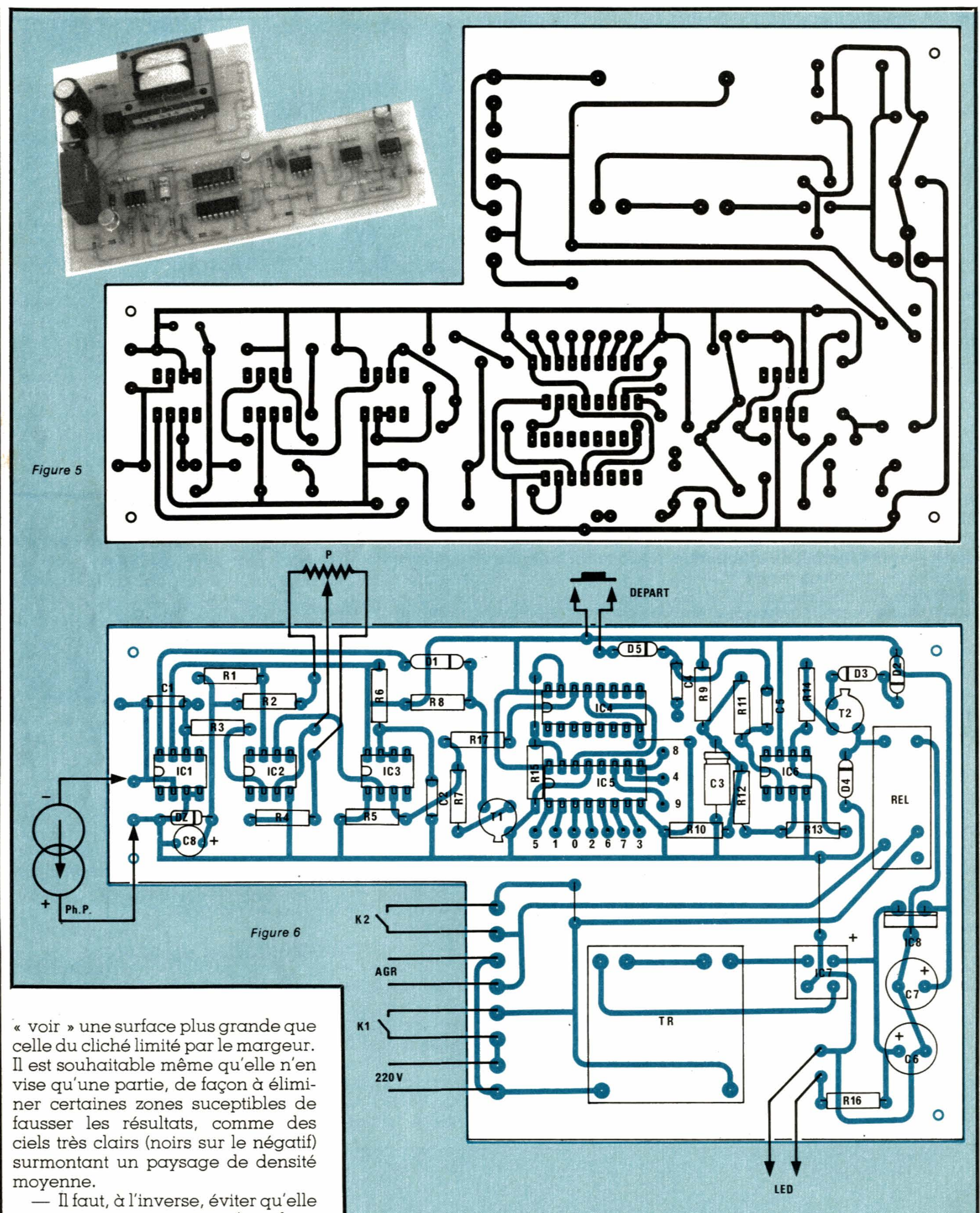


Figure 5

Figure 6

« voir » une surface plus grande que celle du cliché limité par le margeur. Il est souhaitable même qu'elle n'en vise qu'une partie, de façon à éliminer certaines zones suceptibles de fausser les résultats, comme des ciels très clairs (noirs sur le négatif) surmontant un paysage de densité moyenne.

— Il faut, à l'inverse, éviter qu'elle ne prennent en compte qu'une fraction trop réduite de la surface totale, afin d'assurer une mesure moyenne. Les rapports d'agrandissement pouvant différer assez sensiblement (les formats les plus exploités s'étendent du 9 × 13 cm² au 30 × 40 cm²), on est conduit à prévoir un support à deux positions, notées **1** et **2** sur la **figure 8.**

— L'angle de visée doit correspondre, pour l'axe normal à la surface de la photopile, à celui de la réflexion spéculaire (loi de Descar-

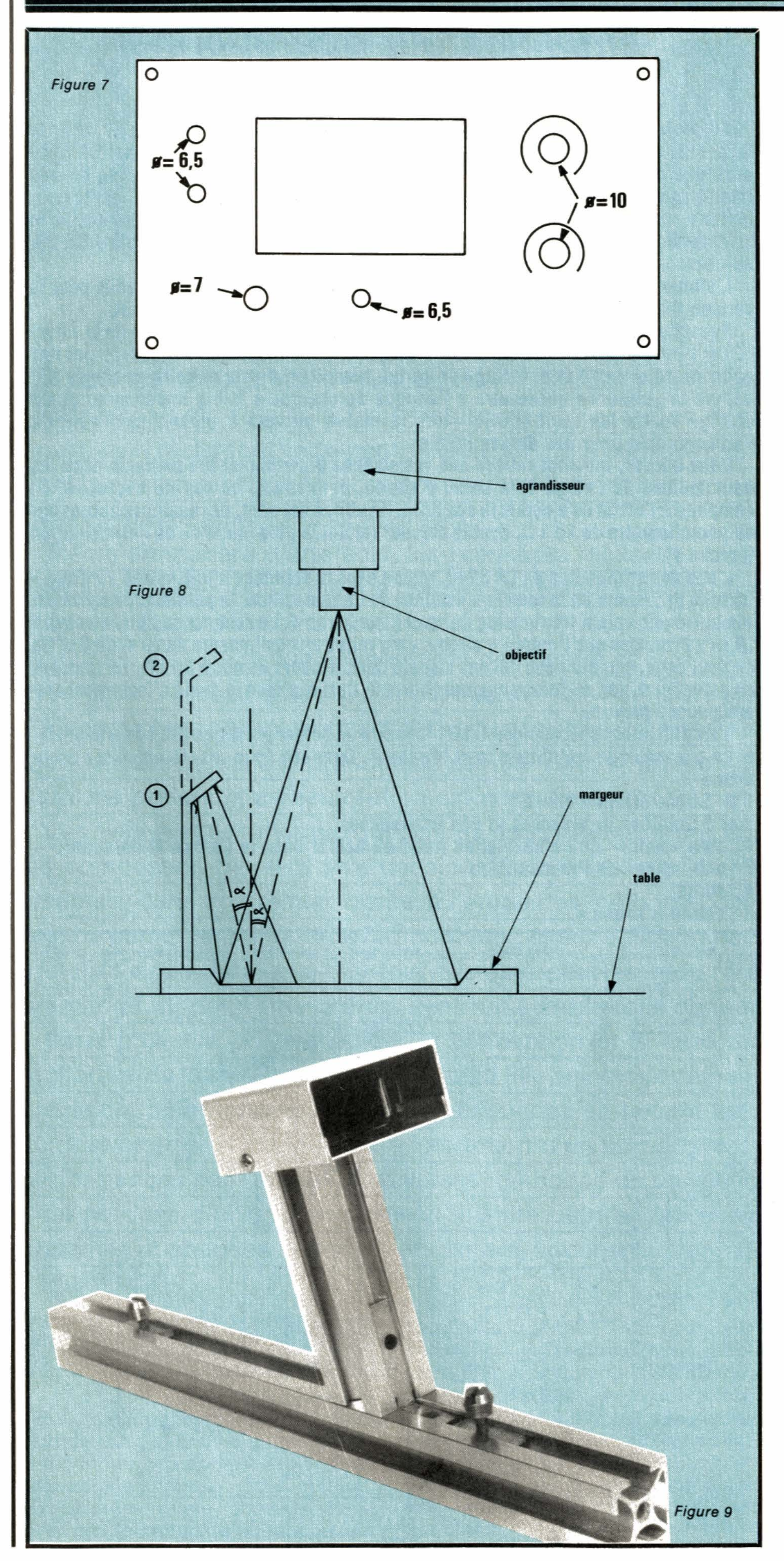


Figure 9

tes), autour de laquelle se répartit, de façon à peu près symétrique, la réflexion diffuse. La proportion de cette dernière dépend évidemment de l'état de surface du papier, et croît lorsqu'on passe d'un support brillant à un support mat, en passant par une surface satinée.

Finalement, la configuration que nous avons retenue est celle de la **figure 9.** Chacun pourra la modeler en fonction du matériel disponible et de son goût plus ou moins prononcé pour la mécanique, mais il convient de respecter les angles de visée, et la disposition, comme les dimensions, de la boîte qui enferme la photopile, et des caches l'équipant.

Contrôle du fonctionnement

On l'effectuera, du moins pour les premiers étages, en observant à l'oscilloscope les divers signaux réunis dans les diagrammes de la figure 2. A cet effet, si on travaille dans une pièce normalement éclairée, il faudra masquer la cellule, afin que la lumière qu'elle reçoit reste comparable à celle des conditions moyennes d'éclairement sous l'agrandisseur.

Il est normal qu'à l'issue de chaque remise à zéro de l'intégrateur, la dent de scie ne parte pas exactement du potentiel de la masse. L'ondulation à 100 Hz qui affecte chaque rampe, provient de la modulation de luminance de la lampe à incandescence qui éclaire la table de travail.

On retrouvera évidemment le même phénomène sous l'agrandisseur.

Étalonnage du posemètre

On effectuera l'étalonnage en partant d'un négatif de densité moyenne, et pas trop contrasté.

Après avoir, pour chaque type de papier habituellement utilisé, déterminé le temps de pose fournissant le meilleur agrandissement, on cherchera les réglages du posemètre (commutateur et potentiomètre), qui, **sur ce même papier,** donnent le même temps. L'emplacement réservé sur la façade de l'appareil, permet de constituer un tableau d'étalonnage qui ne risque pas de s'égarer.

R. RATEAU

Nomenclature

Résistances 0,25 watt à – 5 %

R1 : 2,2 kΩ R10 : 1,5 kΩ
R2 : 470 Ω R11 : 12 kΩ
R3 : 12 kΩ R12 : 12 kΩ
R4 : 6,8 kΩ R13 : 10 kΩ
R5 : 12 kΩ R14 : 2,2 kΩ
R6 : 6,8 kΩ R15 : 10 kΩ
R7 : 12 kΩ R16 : 1,2 kΩ
R8 : 12 kΩ R17 : 220 Ω
R9 : 1,5 kΩ

Potentiomètre

P : 100 kΩ linéaire

Condensateurs

C1 : 22 nF C2 : 100 μF
C3 : 10 μF (électrolytique 25 volts)
C4 : 10 nF C5 : 10 nF
C6 : 470 μF (électrolytique 25 volts)
C7 : 220 μF (électrolytique 25 volts)
C8 : 47 μF (électrolytique 25 volts)

Diodes

D1, D2, D3, D5 : 1 N 4148
D4 : 1 N 4004
Dz : zener 0,1 volts (500 mW)

Transistors

T1 : 2 N 2222 T2 : 2 N 2905

Circuits intégrés

CI1 : CA 3140 (boîtier DIL)
CI2, CI6 : 741 CI3 : 555
CI4, CI5 : 4017
CI7 : pont redresseur 500 mA 50 V
CI8 : 7812

Relais

Siemelec GBR 10 -2-12 (voir texte)

Transformateur

2 × 12 V, 5 VA pour cir. imp.

Photopile

Solems 05/048/016/C

Coffret

Retex ABOX-RA-1

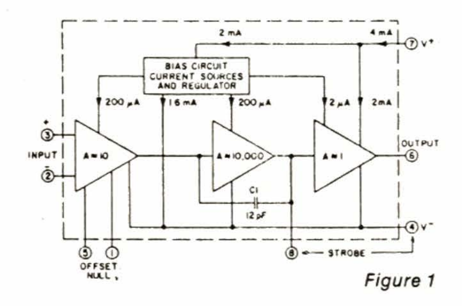


Figure 1

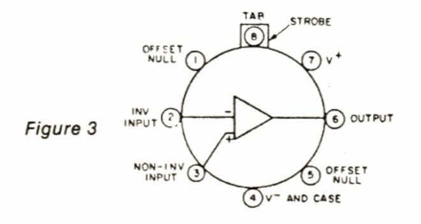


Figure 3

L'amplificateur opérationnel CA 3140

Alliant les avantages des transistors P-MOS, utilisés dans l'étage d'entrée, et de la technologie bipolaire pour le reste du circuit, l'amplificateur opérationnel CA 3140 offre une très haute impédance d'entrée (1,5 TΩ de valeur typique), avec de très faibles courants (10 μA), sans sacrifier à la vitesse de réponse (4,5 MHz pour le gain unitaire, slew-rate de 9 V/μs). Sa structure d'entrée autorise une alimentation facile sous tension unique, les grilles des P-MOS pouvant être polarisées jusqu'à 0,5 volts au-dessous de la ligne « moins ».

L'alimentation peut s'effectuer sous des tensions de 4 à 36 volts (44 volts pour la version CA 3140 B), avec une consommation typique de 4 mA seulement.

Synoptiquement, la configuration de l'amplificateur répond au schéma de la *figure 1*. On y trouve deux amplificateurs en classe A, qui fournissent respectivement des gains de 10 et de 10 000. L'étage de sortie, travaillant à gain unitaire en classe AB, délivre la puissance nécessaire à l'attaque de charges à faible impédance, et est protégé contre les court-circuits (vers la masse ou vers n'importe quel pôle de l'alimentation) pour des durées infinies.

Deux bornes, qui sont reliées aux résistances déterminant les courants dans les deux moitiés de l'étage différentiel d'entrée, permettent, en cas de nécessité, de compenser l'offset en ajustant la symétrie. Il suffit, à cet effet, de réunir ces bornes par un potentiomètre de 10 kΩ, dont le curseur rejoint le pôle «moins» de l'alimentation (broche *4*).

L'une des originalités du CA 3140, réside dans la présence d'une entrée « strobe » (broche *8*) : lorsqu'on la réunit au «moins» de l'alimentation, le potentiel de sortie est ramené à une valeur très voisine de celui de la borne *4*. Le schéma complet du circuit (*figure 2*) montre que l'entrée « strobe » est reliée aux collecteurs de Q_4 et de Q_{13}. On ne peut donc, comme nous l'avons signalé dans le cours de notre article, lui imposer un potentiel défini, en fonctionnement normal. Ceci explique la diode d'isolement que nous avons prévue.

L'amplificateur opérationnel CA 3140 existe en boîtier plastique DIL à huit broches, et en encapsulage métallique rond (*figure 3*). Dans les deux cas, le brochage est le même :

1 et *5* : correction d'offset.
2 et *3* : entrées inverseuses et non inverseuses.
4 : pôle «moins» de l'alimentation (relié au boîtier dans la version métallique).
7 : pôle «plus» de l'alimentation.
6 : sortie.
8 : entrée « strobe ».

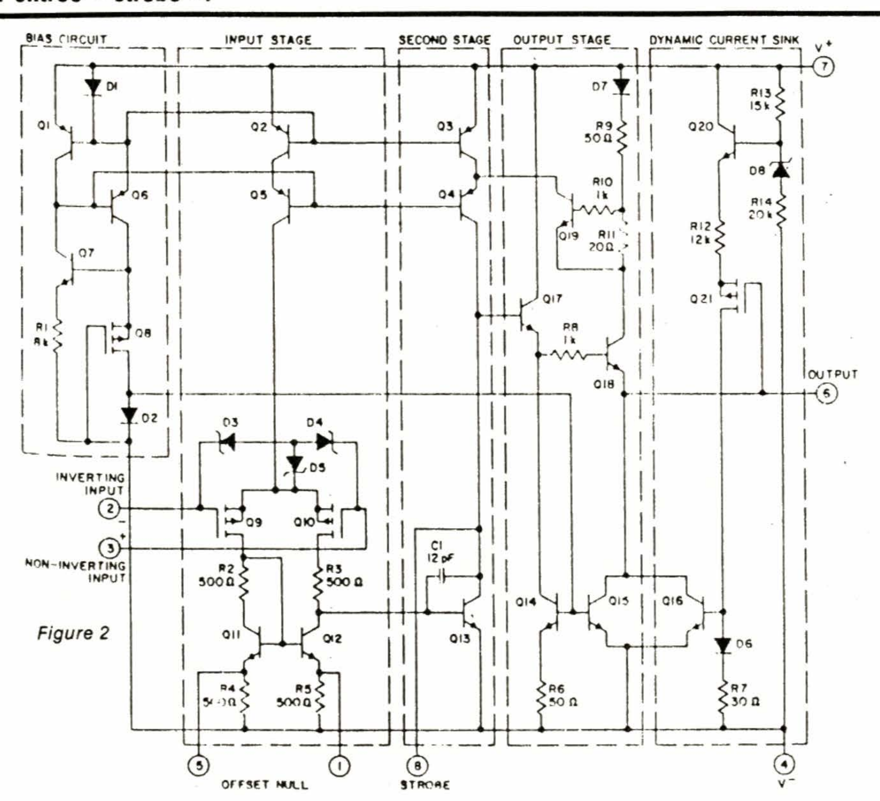


Figure 2

Asservissements linéaires

LES phénomènes d'asservissement prennent leur source dans le passé le plus lointain, puisqu'ils constituent l'une des conditions de la vie. La plante qui s'oriente vers la lumière, l'oiseau qui régule la température de son corps en dépit des fluctuations ambiantes, le nourrisson réclamant vertement sa tétée lorsqu'il éprouve des besoins énergétiques, le coureur dont le rythme cardiaque s'accélère pendant l'effort, sont autant d'exemples de chaînes d'asservissement hautement perfectionnées.

Même en matière d'artefacts, les premières réalisations de systèmes asservis apparaissent déjà anciennes : tout le monde connait l'exemple célèbre du régulateur de Watt. Pourtant, il a fallu attendre la deuxième moitié du 20e siècle, pour que s'élabore une théorie cohérente de ces systèmes, fruit de la complémentarité des points de vue de l'électricien, et de l'électronicien, avec ceux du mécanicien. De là est née une discipline en pleine expansion : l'automatique.

Dans le cadre nécessairement restreint des pages que notre revue consacre régulièrement à la théorie, sans laquelle la pratique ne saurait franchir le stade du bricolage infructueux, nous ne pouvons prétendre à l'exploration exhaustive des problèmes posés par les asservissements.

Les systèmes asservis auxquels nous nous intéresserons et par conséquent les éléments qui les composent, peuvent être considérés comme travaillant en régime linéaire, ce qui nous amènera, dans un premier temps, à l'étude des méthodes d'analyse des systèmes linéaires en régime permanent (méthode harmonique), et en régime transitoire. L'examen de la fonction de transfert nous montrera que tout système peut se réduire à la conbinaison d'éléments du premier et du deuxième ordres, dont nous étudierons donc séparément les propriétés.

Deux objectifs doivent guider la conception et la mise au point d'un asservissement : la recherche de la stabilité, essentiellement liée au comportement en boucle ouverte, et celle de la précision, déterminée par les caractéristiques en boucle fermée. Nous verrons qu'elles sont contradictoires, et conduisent à l'adoption d'un compromis. On peut d'ailleurs améliorer les performances par l'emploi de diverses méthodes de correction, dont nous parlerons.

La réponse d'un système asservi linéaire peut se représenter au moyen de différents diagrammes et abaques : nous en étudierons la construction, et les utilisations.

Qu'est-ce qu'un asservissement ?

On appellera **système de commande** un dispositif qui transmet à une grandeur de sortie (position d'un mécanisme, vitesse d'un moteur, température d'une enceinte, etc.), avec amplification de puissance, les variations imposées à une grandeur d'entrée. On réalise l'asservissement d'un système de commande, lorsqu'on le conçoit de manière à ce qu'il corrige, lui-même, les écarts entre la valeur réelle de la grandeur de sortie, et sa valeur souhaitée, déterminée par la grandeur d'entrée. Précisons ces notions sur deux exemples.

Commande et asservissement de vitesse

Dans la **figure 1**, le moteur à courant continu tourne à une vitesse angulaire ω, qui dépend de la tension **u** appliquée aux bornes de l'induit. **u** est fournie par un amplificateur recevant, sur son entrée, une

différence de potentiel u_e, déterminée par la position du curseur du potentiomètre de commande P. Malheureusement, pour une valeur donnée u_e, ω peut varier, en fonction de perturbations diverses : modification du gain de l'amplificateur, variations du couple résistant appliqué au moteur, etc.

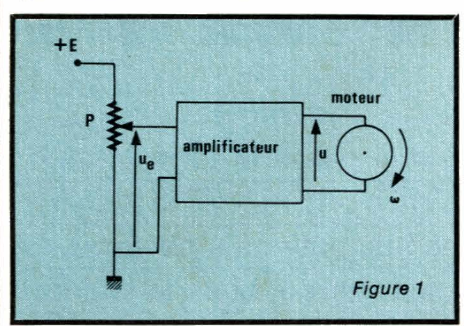


Figure 1

Un asservissement de la vitesse ω à la tension de commande u_e, s'obtient par l'introduction d'une réaction, dont la **figure 2** fournit un exemple. Le moteur entraîne une dynamo tachymétrique, délivrant une tension u_r proportionnelle à ω, et qui constitue le **signal de retour.** A l'entrée de l'amplificateur, on applique maintenant la tension d'erreur ε, différence entre la valeur de consigne et le signal de retour :

$$\varepsilon = u_e - u_r$$

Si maintenant, pour une tension donnée et constante u_e, une perturbation s'exerce sur le système, tendant à modifier ω, elle est corrigée par l'augmentation corrélative de l'écart ε. De même, lors d'une variation voulue de u_e, et si par exemple l'inertie du moteur l'empêche de suivre cette modification, l'augmentation résultante de ε accélère la réponse à la commande.

On remarquera que pour une valeur constante, et non nulle, de u_e, l'induit est alimenté par une tension u différente de zéro, faute de quoi le moteur ne tournerait pas. Il en résulte que, en régime permanent, la tension d'erreur ε est toujours différente de zéro.

Commande et asservissement de position

La **figure 3** schématise une commande de position. Par l'intermédiaire d'un réducteur, le moteur modifie, linéairement ou angulairement, la position du mécanisme, lorsqu'on applique une tension non nulle à l'entrée de l'amplificateur. Quand cette tension devient nulle, le moteur s'arrête, et le mécanisme s'immobilise dans la position atteinte.

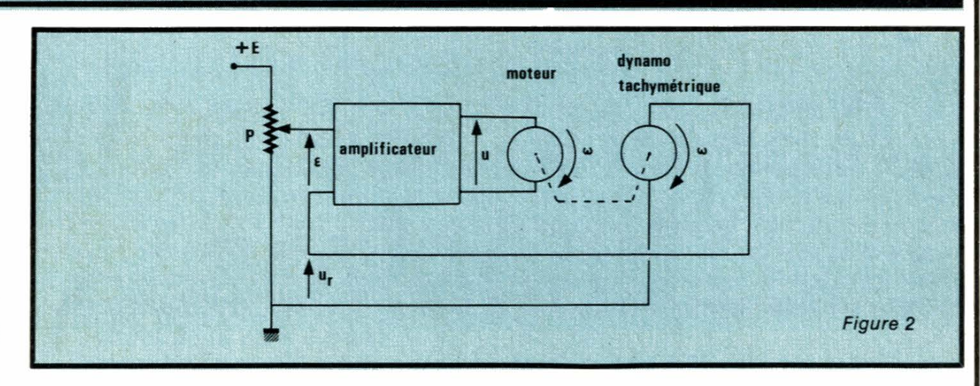


Figure 2

Pour asservir la position θ_s (angle de rotation) du mécanisme à la valeur de consigne u_e fixée par le potentiomètre de commande P_1, on utilise le montage de la **figure 4.** Le mécanisme asservi est lié à l'axe d'un autre potentiomètre P_2, qui délivre le signal de retour u_r. L'entrée de l'amplificateur reçoit, maintenant, la tension d'erreur ε :

$$\varepsilon = u_e - u_r$$

Le moteur tourne tant que ε diffère de zéro, Il s'arrête, et le mécanisme s'immobilise, dès que ε s'annule, c'est-à-dire quand l'angle θ_s égale l'angle de consigne imposé par P_1. C'est là une différence essentielle avec l'asservissement de vitesse précédemment décrit : ici, à une valeur constante de la grandeur de commande correspond, après établissement du régime permanent, une valeur nulle du signal d'erreur.

Systèmes asservis linéaires

D'une façon générale, un système est dit linéaire, si la relation entre les grandeurs d'entrée et les grandeurs de sortie, se présente sous la forme d'un système d'équations différentielles linéaires à coefficients constants. Les systèmes physiques réels ne satisfont jamais parfaitement cette condition. Toutefois, si l'amplitude et la fréquence du signal appliqué sur leur entrée restent dans les limites du « domaine de linéarité », cette dernière constitue une bonne approximation. Nous ne considérerons que ce cas, dans la suite de notre étude.

Rappelons que la linéarité entraîne, comme conséquence, le principe de superposition : si, à des signaux d'entrée e_1, s_2..., correspondent respectivement des signaux de sortie s_1, s_2, ..., au signal d'entrée $e_1 + e_2 + \ldots$ correspond le signal de sortie $s_1 + s_2 + \ldots$

Avant d'aborder l'étude proprement dite des asservissements linéaires, il nous faut examiner maintenant les méthodes d'analyse des systèmes linéaires, que nous supposerons limités à une variable.

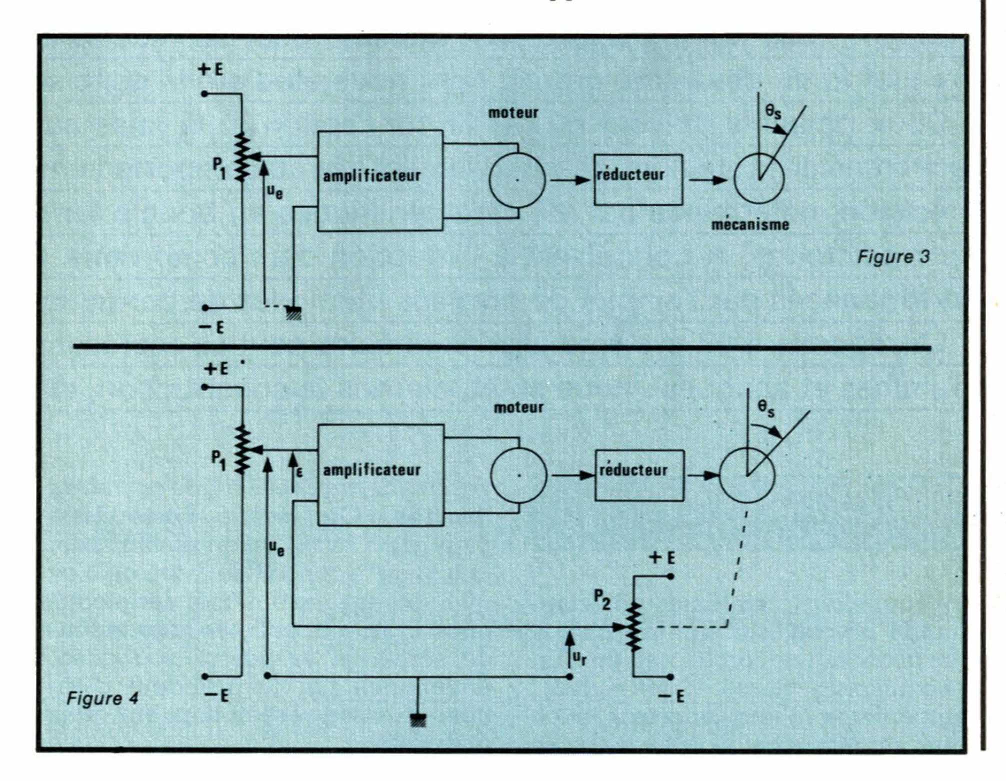


Figure 3

Figure 4

Méthodes d'analyse des systèmes linéaires

L'examen qualitatif d'un système ne peut fournir qu'une explication approchée de son fonctionnement, et doit être complété par une analyse quantitative de sa réponse aux excitations d'entrée. On peut, à cet effet, étudier la réponse transitoire (application d'un échelon ou d'une impulsion), et la réponse harmonique, pour laquelle le signal d'entrée est une fonction sinusoïdale du temps. Il existe une relation entre ces deux types de réponses, et chacune d'elles peut, plus ou moins commodément, se déduire de l'autre. Dans la pratique, les deux méthodes se complètent et fournissent, plus ou moins rapidement et plus ou moins directement, les renseignements souhaités.

Fonction de transfert d'un système linéaire

Si **e(t)** et **s(t)** sont les signaux d'entrée et de sortie (fonctions du temps **t**) d'un système linéaire, ils satisfont à une équation différentielle linéaire à coefficients constants, qu'on peut écrire sous la forme générale :

$$B_n \frac{d^n s(t)}{dt^n} + \ldots + B_1 \frac{d\, s(t)}{dt} + B_0\, s(t) =$$

$$A_m \frac{d^m e(t)}{dt^m} + \ldots + A_1 \frac{d\, e(t)}{d\,(t)} + A_0\, e(t) \qquad (1)$$

Aux termes de cette équation on peut évidemment appliquer la transformation de Laplace. Avec des conditions initiales nulles, c'est-à-dire e(t) = s(t) = 0 jusqu'à l'application du signal d'entrée, et si :

$$E(p) = \boldsymbol{L}\,[\,e\,(t)\,]$$

et $S(p) = \boldsymbol{L}\,(s\,(t)\,]$

les transformées des dérivées deviennent :

$$\boldsymbol{L}\left[\frac{d^m e(t)}{dt^m}\right] = p^m E(p)$$

$$\text{et } \boldsymbol{L}\left[\frac{d^n s(t)}{dt^n}\right] = p^n E(p)$$

La relation (1) s'écrit alors :

$$S(p) = \frac{A_m p^m + .+ A_1 p + A_0}{B_n p^n + .+ B_1 p + B_0} E(p)$$

ce qui permet de définir la **fonction de transfert** F(p) du système :

$$F(p) = \frac{S(p)}{E(p)} = \frac{A_m p^m + \ldots + A_1 p + A_0}{B_n p^n + \ldots + B_1 p + B_0} \quad (2)$$

Si, à l'instant t = 0 où on applique le signal d'entrée e(t), les grandeurs d'entrée et de sortie on des valeurs non nulles e_o et s_o, la fonction de transfert comporte un terme supplémentaire qui traduit les conditions initiales. Toutefois, l'application du principe de superposition montrerait que, dans le cas où $e_o(t)$ et $s_o(t)$ sont des fonctions connues du temps, il devient inutile de se préoccuper des conditions initiales : cela revient à considérer, à chaque instant, non les grandeurs d'entrées et de sortie elles-mêmes, mais leurs variations par rapport à $e_o(t)$ et $s_o(t)$.

Schéma fonctionnel et fonction de transfert associée.

A une fonction F(p) donnée correspond un dipôle (une entrée, une sortie), image du système représenté (**figure 5**). Mais un système réel se compose généralement de plusieurs éléments dipolaires, caractérisé

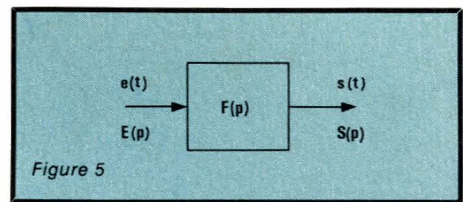


Figure 5

chacun par sa propre fonction de transfert $F_1(p)$, $F_2(p)\ldots$, comme le schématise la **figure 6**, appelée **schéma fonctionnel du système**. Il est facile de montrer que la fonction de transfert de l'ensemble, est alors le produit des fonctions de transfert de chaque élément :

$$F(p) = F_1(p) \cdot F_2(p) \ldots F_n(p)$$

Expression générale de la fonction de transfert

Toute fonction de transfert F(p) se présente sous la forme d'une fraction rationnelle, c'est-à-dire du quotient de deux polynômes en **p**. Si z_i sont les racines du numérateur, et p_j celles du dénominateur, ces nombres s'appellent respectivement les zéros et les pôles de F(p). Ils peuvent être nuls, réels, ou imaginaires conjugués, et d'un ordre quelconque.

On démontre en mathématiques, que toute fraction rationnelle (donc toute fonction de transfert) peut se décomposer, d'une manière et d'une seule, en une somme d'**éléments simples** :

- les éléments simples de première espèce correspondent aux facteurs du premier degré, dans la décomposition du dénominateur. Ils sont donc de la forme :

$$(p - a)^{\alpha}$$

où **a** est alors une racine réelle.

- les éléments simples de deuxième espèce correspondent aux facteurs du deuxième degré, dans la décomposition du dénominateur. Ils sont de la forme :

$$(p^2 + ap + b)^{\beta}$$

avec deux racines imaginaires conjuguées.

Analyse transitoire

Théoriquement, l'analyse transitoire, pour laquelle on applique certains signaux d'entrée typiques (impulsion ou échelon unitaires), est une méthode rapide et facile à mettre en œuvre. Cependant, la réponse observée ne donne pas toujours accès simplement à la fonction de transfert. Par ailleurs, les signaux d'entrée pratiquement utilisés, diffèrent des signaux théoriques, ce qui entraîne un manque de précision.

Réponse à une impulsion unitaire

On définit une telle impulsion, notée $\delta(t)$, comme la limite, lorsque **A** tend vers l'infini, de l'impulsion de la **figure 7**, d'amplitude **A** et de durée 1/**A**.

On a alors :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \delta(t)\, dt = 1$$

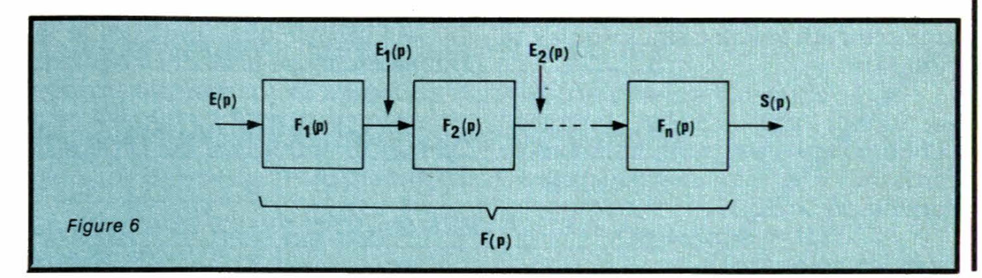


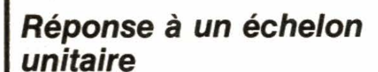
Figure 6

et la transformée de Laplace est :

$$\Delta(p) = 1$$

D'après la relation (2), on voit que la connaissance de la réponse à une impulsion unitaire donne directement la fonction de transfert du système, puisque S(p) = F(p).

Expérimentalement, une impulsion unitaire, d'amplitude infinie, ne peut évidemment s'utiliser. Il est même difficile de s'en rapprocher, puisqu'avec des signaux de grande amplitude, le système étudié sortirait du régime linéaire. La nécessité de se limiter à des amplitudes faibles conduit alors à des sorties d'observation difficile.



Réponse à un échelon unitaire

Un échelon unitaire (**figure 8, a**) apparaît comme la limite, lorsque **Δt** tend vers zéro, du signal **u(t)** de la **figure 8, b.** Si Δt = 1/A, ce dernier admet pour dérivée l'impulsion de la **figure 7,** ce que nous supposerons encore exact pour le passage à la limite. C'est ce que confirme l'expression de la transformée de Laplace U(p) de u(t) :

$$U(p) = \frac{1}{p}$$

La réponse d'un système à une impulsion unitaire est donc la dérivée de sa réponse à un échelon unitaire, mais la sortie correspondant à l'échelon est plus facile à observer (énergie très supérieure), ce qui le fait préférer dans la pratique.

Si F(p) est la fonction de transfert du système, et S(p) la transformée de Laplace de sa réponse à l'échelon unitaire, on a :

$$p\,S(p) = F(p)$$

ce qui permet de déterminer F(p) expérimentalement.

Analyse harmonique

Appliquons à l'entrée du système un signal **e(t)** fonction sinusoïdale du temps :

$$e(t) = u(t) \sin \omega t$$

le facteur **u(t)**, échelon unitaire, montrant que ce signal commence à l'instant t = 0. Il admet pour transformée de Laplace :

$$E(p) = \omega / (p^2 + \omega^2)$$

dont les pôles sont :

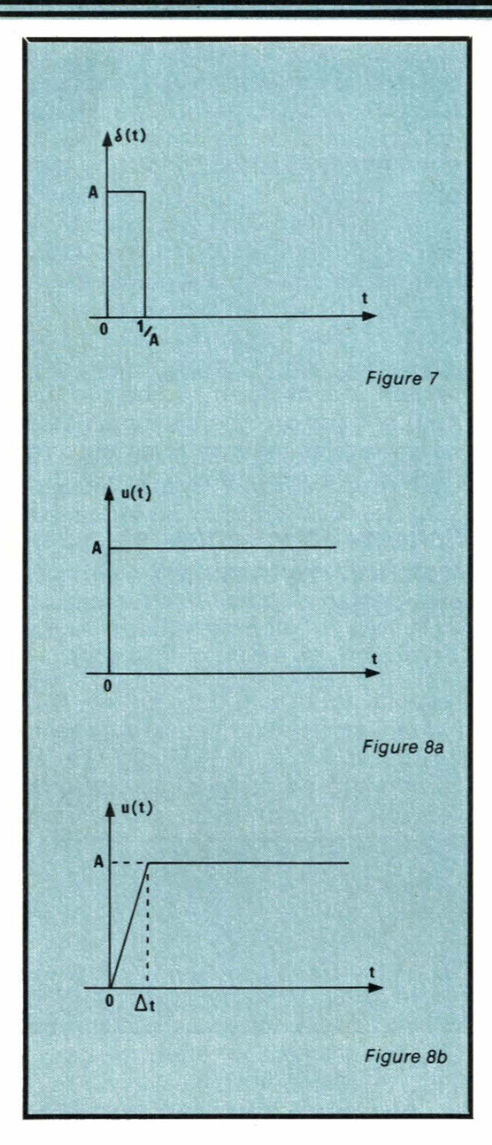


Figure 7

Figure 8a

Figure 8b

$$p_1 = j\omega \text{ et } p_2 = -j\omega$$

Soient alors r_{j1} et r_{j2} les résidus de E(p) F(p) e^{pt}, relativement à ces deux pôles :

$$r_{j1} = \frac{F(j\omega)\, e^{j\omega t}}{2j}$$

$$r_{j2} = -\frac{F(-j\omega)\, e^{-j\omega t}}{2j}$$

Le régime permanent du système est décrit par la fonction :

$$s_1(t) = r_{j1} + r_{j2}$$

$$s_1(t) = |F(j\omega)| \sin(\omega t + \varphi)$$

dont l'amplitude et la phase sont respectivement le module et l'argument de la fonction F(jω).

Ceci montre que connaître la **réponse en fréquences** F(jω) équivaut à connaître la fonction de transfert du système, et qu'il y a identité entre l'analyse transitoire et l'analyse harmonique.

A suivre.
R. Rateau

Rappels sur la transformée de Laplace

L'étude d'un signal quelconque peut, à l'aide du développement en séries de Fourier, se ramener à celle d'une somme de signaux sinusoïdaux. Toutefois, quand on s'intéresse à la réponse dans le temps, il est plus logique d'effectuer une transformation temporelle. Le calcul symbolique répond à ce souci.

Si **t** est une variable réelle (le temps), **p** une variable complexe (ou symbolique), **h(t)** une fonction de **t**, l'intégrale de Laplace définit l'image **F(p)** de **h(t)** par la relation :

$$F(p) = \int h(t) \cdot e^{-pt}\, dt$$

Inversement, on dit que h(t) est l'original de F(p).

Les ouvrages consacrés au calcul symbolique, donnent des tableaux où on trouve les images des principales fonctions, et inversement.

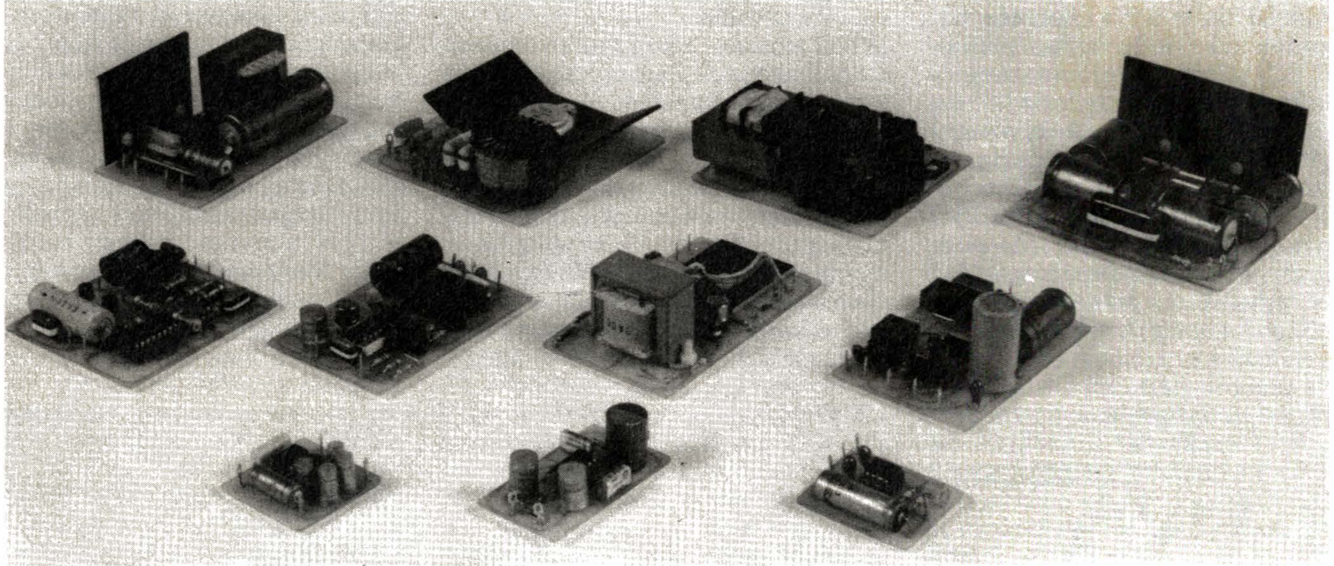
L'intérêt principal de la transformation de Laplace, réside dans le fait qu'elle remplace les opérations de dérivation et d'intégration, souvent fastidieuses et parfois délicates, par des opérations algébriques. En effet :

- l'image de la dérivée de h(t), s'obtient en multipliant par p l'image de F(p) ;
- l'image de la dérivée n^e, s'obtient en multipliant F(p) par p^n ;
- l'image de l'intégrale (entre 0 et t) de h(t), s'obtient en divisant F(p) par p.

Nous avons eu déjà l'occasion d'employer le calcul symbolique dans différents articles de la revue. Pour des développements plus approfondis, et pour disposer des tableaux de correspondance entre les originaux et leurs images, le lecteur est invité à consulter des traités de mathématiques.

dossier (5)

Les convertisseurs de tension inverseurs élévateurs



DANS la cinquième partie de cette étude traitant des convertisseurs, nous aborderons certains montages inverseurs ou générateurs de tensions symétriques. Par la suite, nous aborderons les convertisseurs haute tension ou THT. Parallèlement, nous developperons le mois prochain dans un autre article un montage dérivé de ces convertisseurs et appliqué a une clôture électrique.

Convertisseur inverseur. Entrée + 12 V. Sortie – 10 V

Le courant débité par ce petit convertisseur à 555 est de l'ordre de 10 mA et à référence commune. Il pourra donc être avantageusement employé dans de nombreuses réalisations nécessitant une tension de polarisation négative. Le circuit intégré 555 est monté en multivibrateur astable dont la fréquence est fixée par le circuit RC. Les créneaux rectangulaires de sortie émis de la broche 3 sont appliqués à un système redresseur à diodes-condensateurs connectés en inverse.

La tension de sortie est donc négative par rapport à la masse. Afin de minimiser la valeur de celle-ci à vide, nous avons monté une résistance de 10 kΩ en sortie. Celle-ci peut évidemment être remplacée par une charge quelconque. Le schéma est proposé à la **figure 59**.

Un point particulier du circuit est la régulation de tension effectuée par l'intermédiaire du transistor petit signal BC 107 et des éléments associés. En fait, grace à la broche 5 du 555, il va être possible de commander la fréquence de travail de celui-ci. Le collecteur du transistor est chargé par une résistance de 1 kΩ tandis que sa polarisation de base s'effectue par la résistance de 100 Ω et le réglage du potentiomètre de 250 kΩ. La régulation s'effectue comme suit :

— Le potentiomètre multitour AJ est de prime abord réglé de façon à ce que la tension de sortie soit de – 10 V. La tension de polarisation du BC 107 étant définie pour la tension de sortie de – 10 V et le réglage d'AJ, il s'ensuit que la broche 5 est à un certain potentiel, lequel va évidemment se trouver modifié dès que la polarisation du transistor change si la tension négative de sortie tend à varier. Si la tension de commande sur la broche 5 diminue, la fréquence d'oscillation augmente et vice-versa. Cette fréquence optimisant la cadence de charge/décharge des condensateurs de sortie, il y a donc auto-régulation de la tension de sortie. On ne perdra cependant pas de vue que pour un montage aussi simple, la régulation sera grandement tributaire du courant débité et que si 0,5 % peut être atteint, pour quelques mA, elle ne sera plus que de 5 % pour le courant maximal de 10 mA.

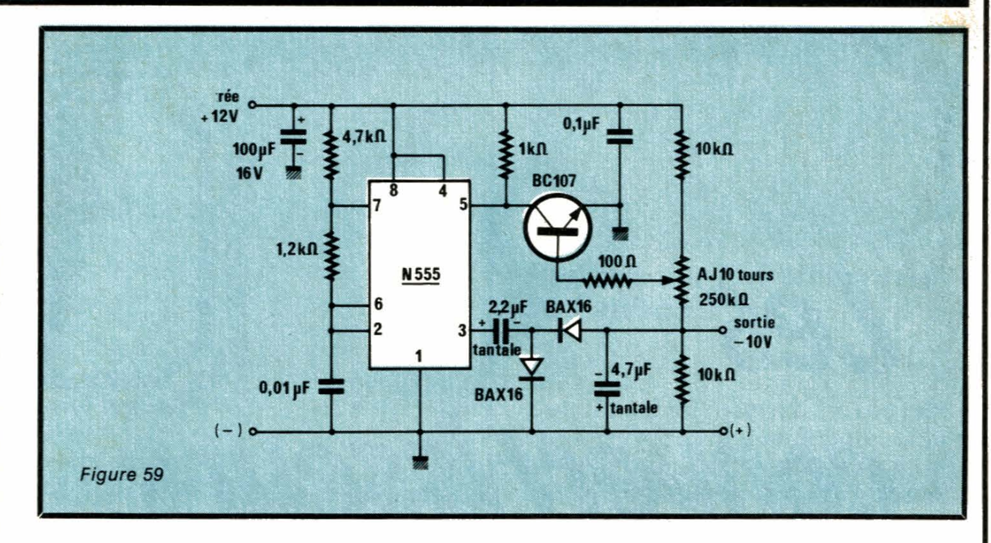


Figure 59

Convertisseur inverseur. Entrée + 12 V. Sortie – 12 V

Nous retrouvons là une réalisation en technologie discrète. Le schéma de ce convertisseur inverseur de tension est donné à la **figure 60**. Un ensemble équilibré à deux transistors BC 107 est monté de la façon classique en astable.

Les signaux rectangulaires issus du collecteur de T sont alors transmis sur un amplificateur de courant à transistors complémentaires. Lorsque T est saturé, la résistance R de 10 kΩ transmettant un 0 sur la base du 2N 2907 vient saturer celui-ci et à contrario, lorsque T se bloque il s'agit maintenant de la résistance R' de même valeur qui appliquant un 1 sur la base du 2N 2222 vient saturer ce transistor. Il est à noter par ailleurs que les deux résistances de 220 Ω sur l'alimentation + 12 V fixent le potentiel des émetteurs de l'amplificateur de courant à la moitié de celle-ci soit + 6 V.

Dès lors le fonctionnement est simple puisque régit par la commutation de l'amplificateur de courant dont les collecteurs commandent les darlingtons complémentaires de puissance par l'intermédiaire des résistances de base de 470 Ω. Nous avons opté pour la paire complémentaire MJ 901/ 1001 de chez Motorola donc le courant I_{Cmax} est de 8 A, le gain étant encore de 1000 pour un IC de 3 A. La puissance dissipée maximum est donnée pour 90 W ce qui n'empêchera evidemment pas l'emploi de dissipateurs appropriés.

La sortie de puissance s'effectue sur les collecteurs et un ensemble diodes/ condensateurs montés en inverse permet l'obtention de la tension négative de – 12 V en sortie. En fait, pour une alimentation de – 12 V nominal, celle-ci sera toujours légèrement inférieure à cette valeur eu égard à la chute de tension dans les diodes et aux $V_{CE\ sat}$ des transistors, mais si on utilise le montage sur un véhicule où, par le biais de la charge de l'accumulateur la tension d'alimentation peut « grimper » à 14 V ou 15 V, les – 12 V sont alors garantis en sortie. Avec la valeur des composants, on pourra espérer un débit de quelques centaines de mA..

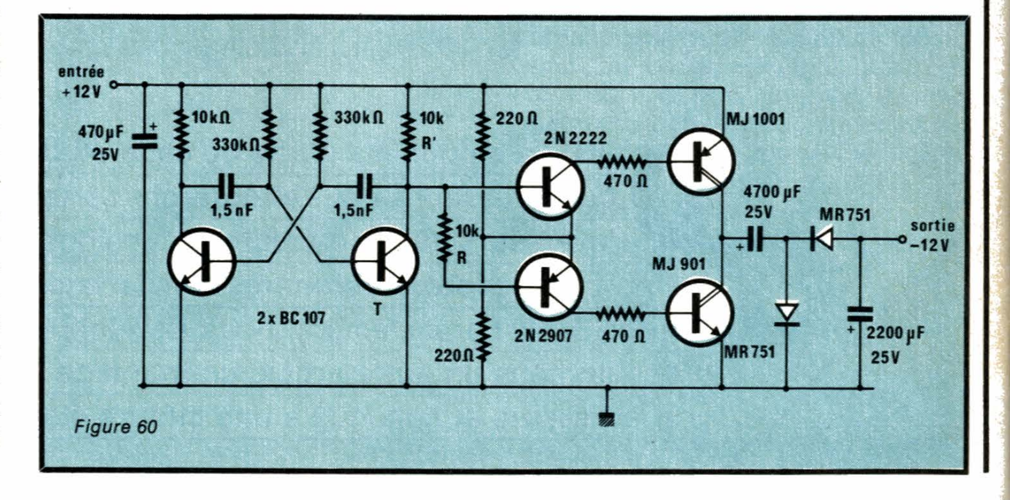


Figure 60

Convertisseur inverseur. Entrée + 12 V. Sortie – 12 V

Un autre montage intéressant et qui fait l'objet d'une réalisation est donné à la **figure 61**. Nous avons affaire à un montage équilibré comprenant deux étages symétriques à sorties sur collecteur. Cette configuration nous permet de minimiser les chutes de tension dans les composants semi-conducteurs, surtout en ce qui concerne les transistors de puissance.

Si nous considérons la paire complémentaire T_1-T_3 et les composants de sortie C_2, C_4 et D_1, D_2, nous voyons que pour produire une tension négative à la sortie, il suffit simplement de pouvoir charger un condensateur à la valeur de la tension d'alimentation à travers une diode par un signal rectangulaire. On obtient alors aux bornes de la diode un signal rectangulaire négatif qu'il suffit de filtrer en intercalant toutefois une deuxième diode afin d'isoler ce condensateur du signal.

Le principe est simple et performant, la commutation s'effectue donc d'une part par T_1, T_4 puis T_2, T_3. Ensuite C_2 se charge à travers D_1 et C_3 par D_4. Enfin les deux diodes D_2 et D_3 isolent le signal de sortie des alternances négatives et C_4 assure le filtrage de la tension négative recueillie en sortie.

En fait, lorsque T_1 est conducteur afin d'assurer la charge de C_2, il faut que T_4 le soit aussi afin de décharger C_3. C'est pour cette raison que T_3, T_4 constituent en fait un multivibrateur astable des plus classique, la charge de collecteur étant constituée par le dispositif de commutation précédent. T_1, T_2 forment alors une simple bascule de type bistable.

Notons toutefois qu'avec un tel schéma, le multivibrateur astable à tendance à ne pas démarrer seul en charge. Le remède consiste alors simplement à placer un condensateur non polarisé de faible valeur entre chaque base de T_3, T_4 qui oblige l'un des transistors à se saturer le premier, l'autre étant alors bloqué, le circuit démarre en charge. C'est le rôle joué par le condensateur C_7.

Le circuit imprimé de cette réalisation est donné à la **figure 62**. S'il n'offre aucune difficulté particulière de fabrication, il faut respecter autant que faire se peut la largeur des pistes, certaines traces pouvant véhiculer un courant relativement important. Les transistors de commutation sont des modèles complémentaires PNP/ NPN de type BD 139/ 140. Le courant collecteur peut atteindre 1,5 A maximum et la puissance maximale dissipée est de 6,5 W. Naturellement ils devront être montés sur un petit radiateur tel celui dont nous proposons le schéma à la **figure 63**.

Le câblage de ce convertisseur est simple à réaliser et en premier lieu on placera les quatre straps de jonction entre les pistes. Tous les composants sont montés à plat à l'exclusion des transistors de puissance qui sont câblés verticalement puis fixés sur le dissipateur. On n'oubliera pas que les modèles préconisés sont en boîtier TO 126, c'est-à-dire avec la semelle reliée au collecteur. Il faut donc **impérativement** isoler celle-ci du radiateur par l'intermédiaire d'une rondelle de mica et utiliser vis et écrou nylon pour la fixation.

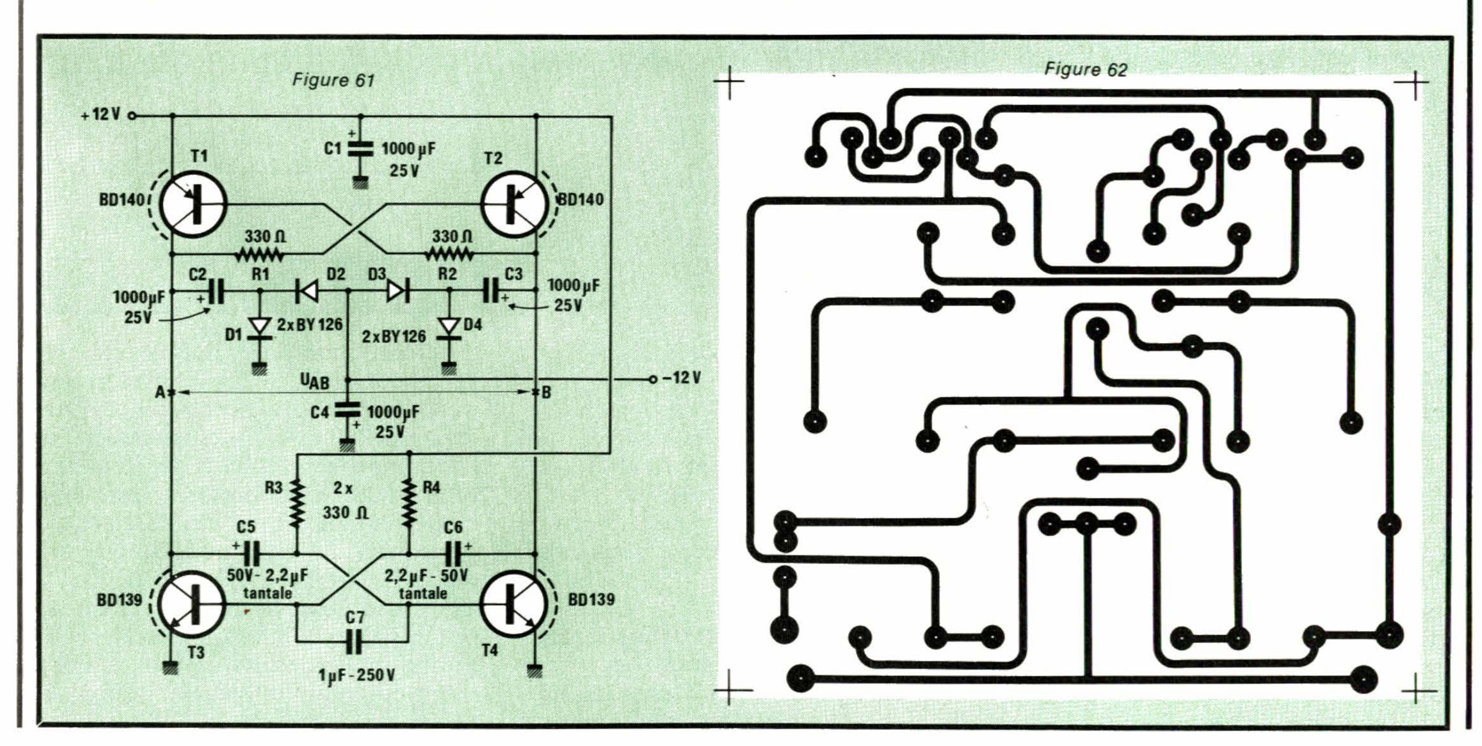
Dès l'implantation terminée et après vérification, le montage pourra être mis sous tension et doit fonctionner de suite. La référence est unique et sous la tension nominale d'alimentation de + 12 V, la consommation à vide est de 200 mA. La tension mesurée en sortie est de – 11,2 V et le courant débité peut atteindre 0,8 à 1 A.

Nous donnons à la **figure 65**, les graphes des tensions aux points A, B et entre ces points. On pourra ainsi s'assurer des commutations effectuées ainsi que de la fréquence de fonctionnement qui est de 833 Hz.

Convertisseur inverseur. Entrée + 12 V. Sortie – 15 V

Nous retrouvons à la **figure 66** un convertisseur utilisant le circuit spécialisé de chez Fairchild type µA 78S40. Cette fois-ci la configuration de montage est celle de l'inverseur de tension, le but principal à atteindre étant naturellement un fort rendement énergétique avec une vitesse de découpage élevée.

Le fonctionnement du régulateur à découpage utilisant ce genre de circuit ayant été décrit par ailleurs, il y a peu de remarques à formuler



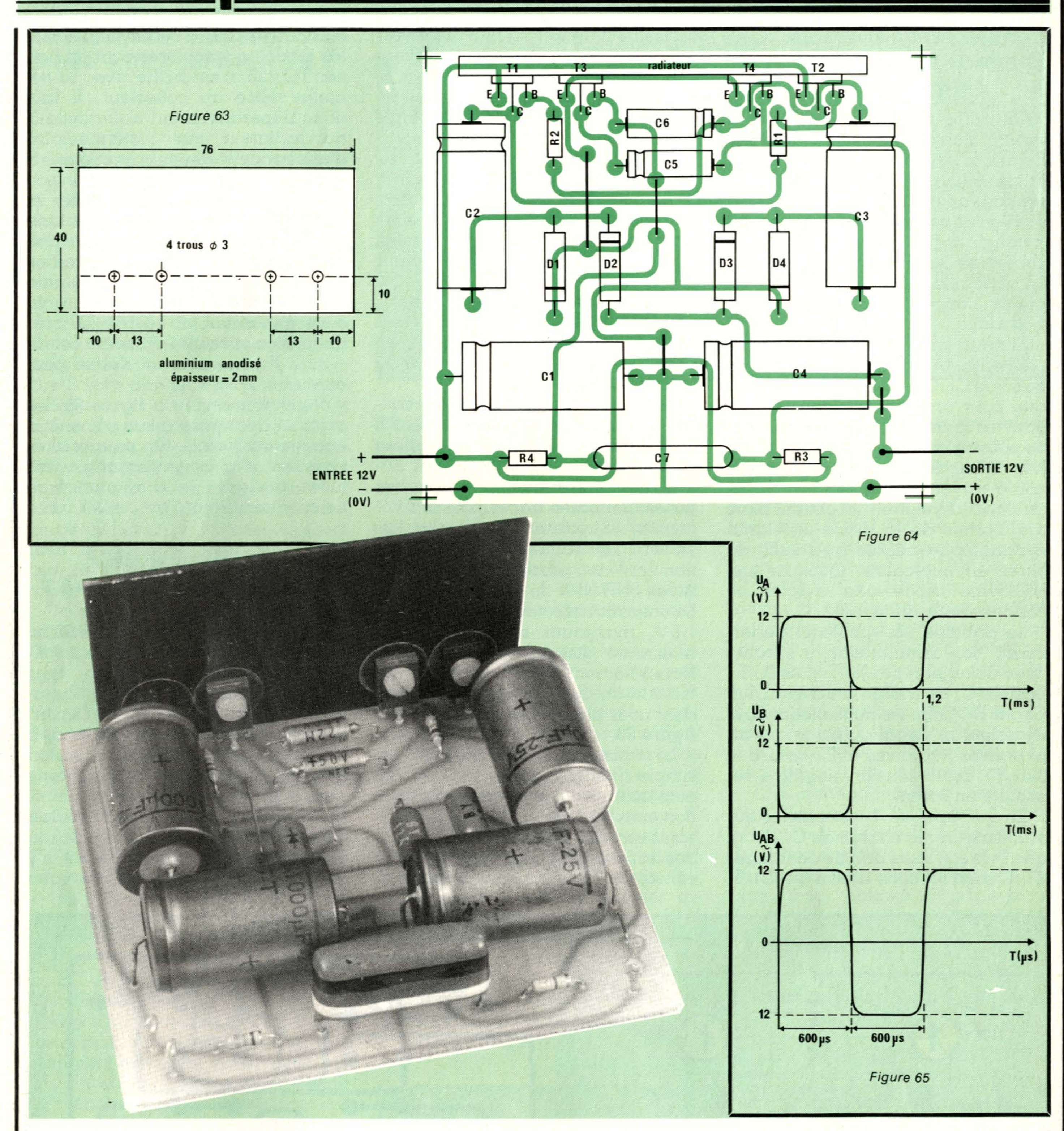


Figure 63

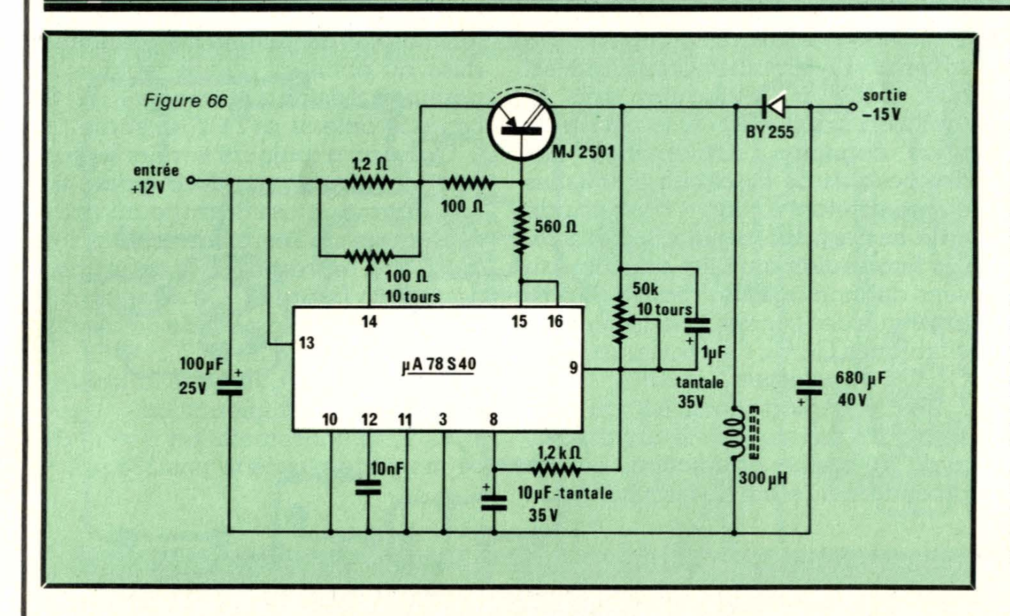
Figure 64

Figure 65

concernant cette réalisation. Notons cependant l'emploi d'un Darlington PNP type MJ 2501 et deux résistances supplémentaires de polarisation pour ce composant, ainsi qu'une diode BY 255 rendue nécessaire afin d'éviter une polarisation négative du régulateur.

Le petit condensateur électrochimique de 1 µF tantale connecté aux bornes de l'ajustable multitours de 50 kΩ sert uniquement à minimiser au maximum le bruit résiduel en sortie. Le chimique de sortie, que nous avons choisi pour notre montage égal à 680 µF doit bien évidemment être de valeur élevée afin de limiter au minimum la résiduelle de découpage, mais en fait, ce qui importe aussi est l'impédance de ce composant qui doit être la plus faible possible.

La stabilité de ce petit montage convertisseur inverseur est excellente et le court-circuit est possible à la sortie. Sous une tension nominale d'alimentation de + 12 V et une sortie négative de − 15 V, le montage peut débiter sans problème un courant de 100 mA. A ce moment, le rendement atteint 65 % selon le modèle de Darlington employé conjointement avec un dissipateur approprié. Le maximum de courant de sortie avoisine les 0,25 A. Enfin, signalons l'excellente régulation du circuit puisque la tension de sortie se maintient constante à − 15 V, celle d'entrée pouvant varier dans la plage de + 10 V à + 20 V.



Convertisseur élévateur. Entrée + 12 V. Sortie + 24 V

Un circuit intégré C MOS à six inverseurs de puissance est connecté en multivibrateur astable dont la fréquence d'oscillation dépend des valeurs du circuit RC. A la sortie de celui-ci, un ensemble de deux MOSFET sort des créneaux de puissance qui, redressés et filtrés sont additionnés à la tension d'alimentation. Le principe est donc connu et a déjà été étudié par ailleurs. En partant d'une tension d'alimentation de + 12 V, il est donc possible d'obtenir en sortie approximativement le double, au seuil des diodes près, soit + 24 V.

Comme on le voit sur le schéma de la **figure 67**, le fonctionnement du multivibrateur de puissance est confié à un 4049 qui possède six inverseurs dans le même boîtier. Quant aux composants de sortie, ce sont des transistors à effet de champ de puissance de type MOS. L'avantage essentiel de ce composant par rapport aux transistors à jonctions, réside dans l'attaque en tension sur la grille de commande, comparativement à l'attaque en courant sur la base. En régime de commutation, ce qui est notre cas et pour un courant de sortie de 1 A, lorsque le MOSFET évolue de l'état bloqué à l'état conducteur, la chute de tension qui correspond pour les transistors à jonction au V_{CEsat} n'est que de 0,18 V. Le rendement est donc meilleur, et la puissance dissipée par le circuit moindre.

Convertisseur élévateur. Entrée + 12 V. Sortie + 24 V

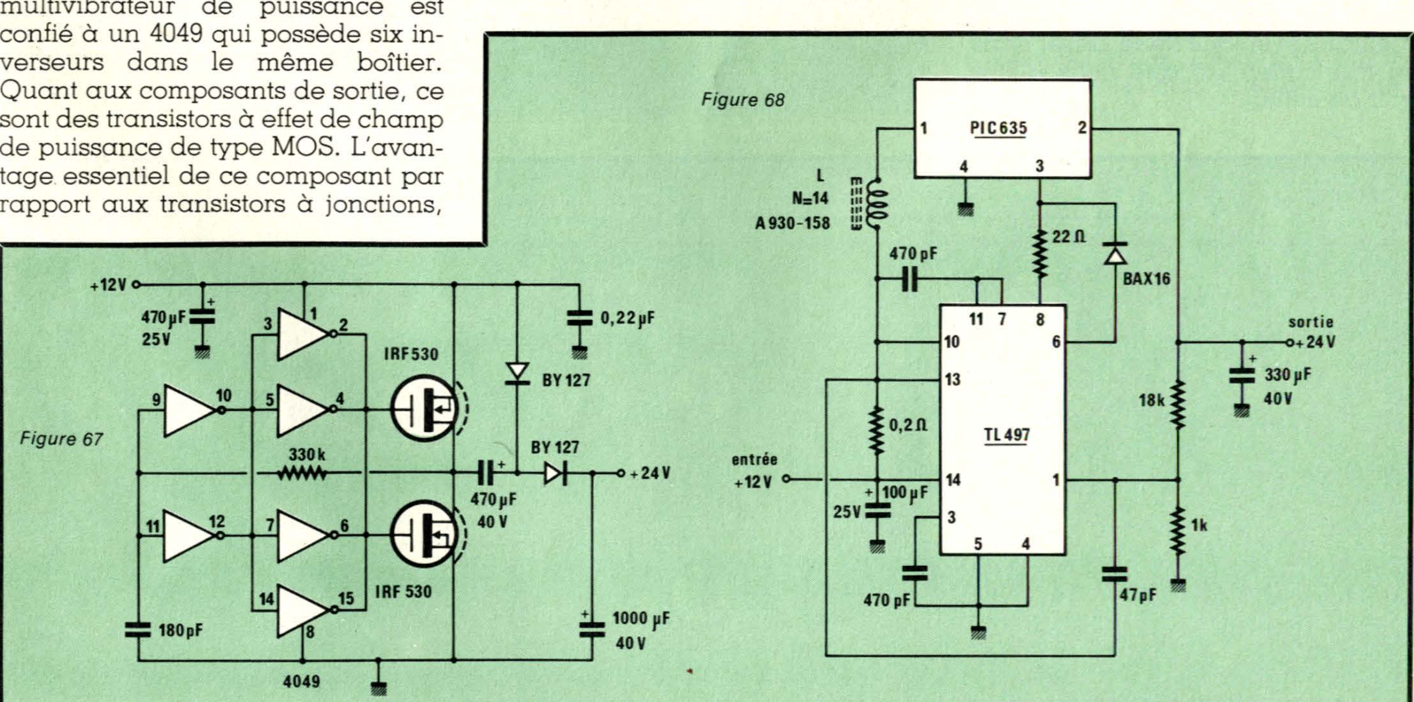
A la **figure 68**, nous proposons une configuration de schéma utilisant le régulateur à découpage TL 497 allié au circuit de puissance spécialisé PIC 635 de chez UNITRODE. A l'inverse du composant utilisé dans le convertisseur inverseur de la **figure 52** et qui était un régulateur positif, celui-ci est maintenant un régulateur aux caractéristiques équivalentes, mais de type négatif.

Le TL 497 est connecté de façon classique avec résistance de limitation de courant entre la broche 13 et le + alimentation. Le condensateur régissant la fréquence de découpage est un modèle classique de 470 pF et la commande de l'hybride de puissance PIC 635 s'effectue par les sorties 6 et 8. La tension de sortie de + 24 V est recueillie sur la borne 2 de l'hybride, un pont diviseur 18 kΩ, 1 kΩ fixant sa valeur exacte. Enfin, comme dans tous ces montages, un condensateur électrochimique de 330 µF/40 V vient assurer un filtrage efficace du découpage. Nous donnons ci-dessous les caractéristiques espérées pour une telle réalisation avec les valeurs des composants indiquées.

Tension d'entrée = + 12 V. Tension de sortie = + 24 V. Courant maximum = 2 A.

Convertisseur continu-continu. Entrée + 12 V. Sorties symétriques ± 24 V

Voici un petit montage intéressant qui va permettre d'obtenir à peu de frais et sous un faible volume une tension de sortie symétrique double



de celle d'entrée. Le schéma de ce convertisseur se trouve à la **figure 69** et fait l'objet d'une réalisation complète. Un oscillateur comprenant deux inverseurs de puissance attaque autre autres inverseurs de ce même circuit, conférant ainsi un fort courant de sortie sous une faible impédance. Avec les composants du montage, la période de découpage a été fixée à 30 µs ce qui équivaut à une fréquence de fonctionnement de 33,3 kHz.

A la sortie puissance du 4049, deux transistors BC 184 sont montés en émetteur commun et ont leurs collecteurs chargés par une self de 750 µH chacun. Comme dans tous les autres montages à découpage de fonctionnement identique, l'énergie emmagasinée dans l'inductance est stockée puis retransmise aux circuits de sortie par l'intermédiaire des diodes et condensateurs.

Selon la configuration de branchement de ces composants, on obtient d'une part une tension positive sur le + de C_5 du premier circuit et d'autre part une négative sur le − de C_9 de l'autre circuit. Afin de conférer à celles-ci une bonne stabilité, il a été ajouté à chaque circuit une régulation sommaire par les ensembles R_5, D_5, C_6 et R_6, D_6, C_{10}. A ce moment, avec une tension d'alimentation nominale de + 12 V, les mesures des tensions de sortie à vide donnent très exactement + 24 V et − 24 V.

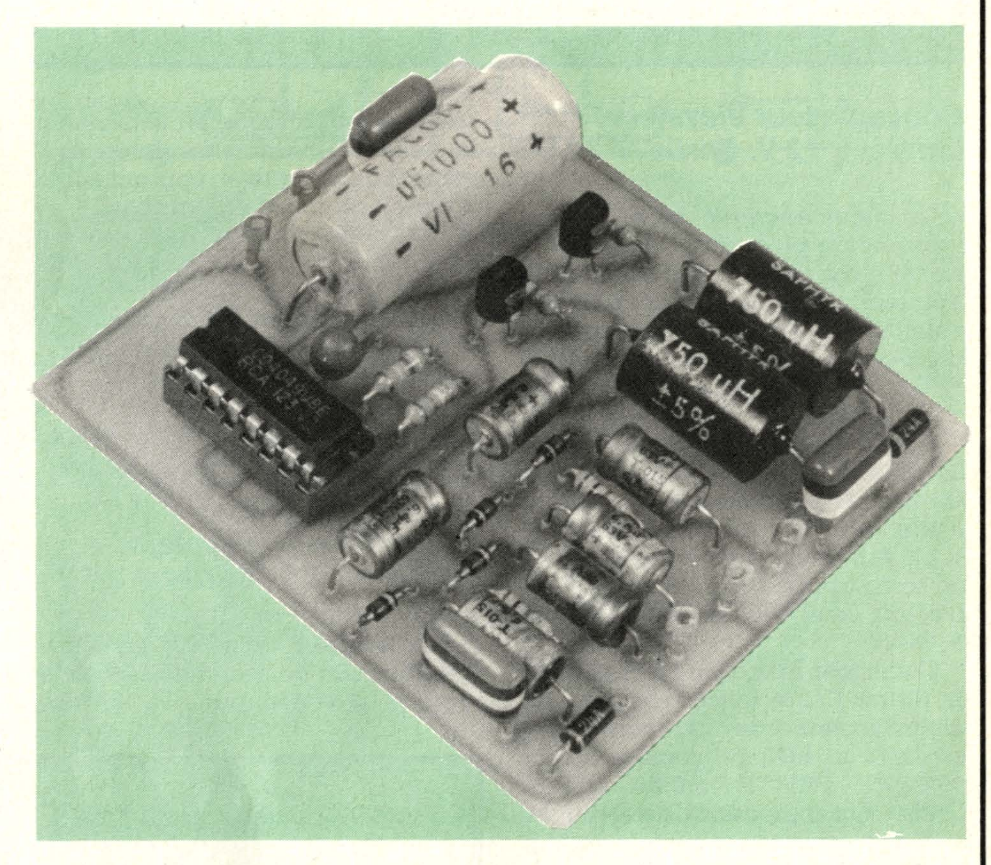
Signalons enfin, comme nous le voyons sur le schéma de la **figure 69** que la référence est commune à l'entrée/sortie ce qui octroie à cette petite réalisation un atout supplémentaire et enjoint de se lancer dans sa fabrication, ce que nous allons voir de suite.

Le lecteur trouvera à la **figure 70** le schéma du circuit imprimé qui est très facile à reproduire par la méthode habituelle. A la **figure 71** nous donnons l'implantation des composants de ce circuit et tous les éléments étant à plat, il n'y a pas de critères particuliers pour le câblage. On fera seulement bien attention au sens de montage des diodes D_1 à D_6 ainsi que des condensateurs électrochimiques C_4, C_5, C_6 d'une part et C_8, C_9, C_{10} d'autre part.

Dès le câblage terminé, on glissera dans son support le circuit 4049, avec la bonne orientation, et l'on procèdera à l'essai du circuit qui doit fonctionner de suite. Il n'y a aucune mise au point, ni aucun réglage et pour une tension d'entrée de + 12 V, l'on doit obtenir ± 24 V en sortie.

On pourra toujours vérifier le bon fonctionnement du découpage en connectant un oscilloscope au point A. L'image sur l'écran de celui-ci doit alors être représentative du graphe donné à la **figure 72.** On s'assurera à ce moment que la période de découpage est bien de 30 µs.

Enfin, notons que pour la tension nominale d'alimentation, soit + 12 V, la consommation à vide de ce montage n'excède pas 135 mA.



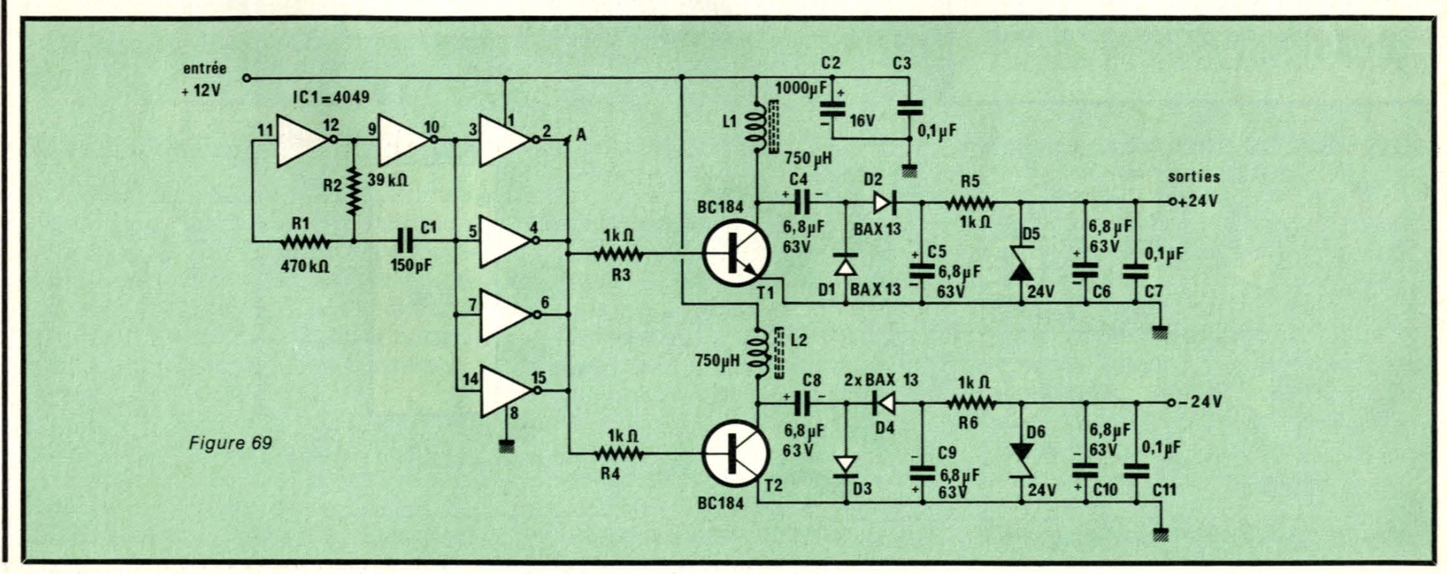


Figure 69

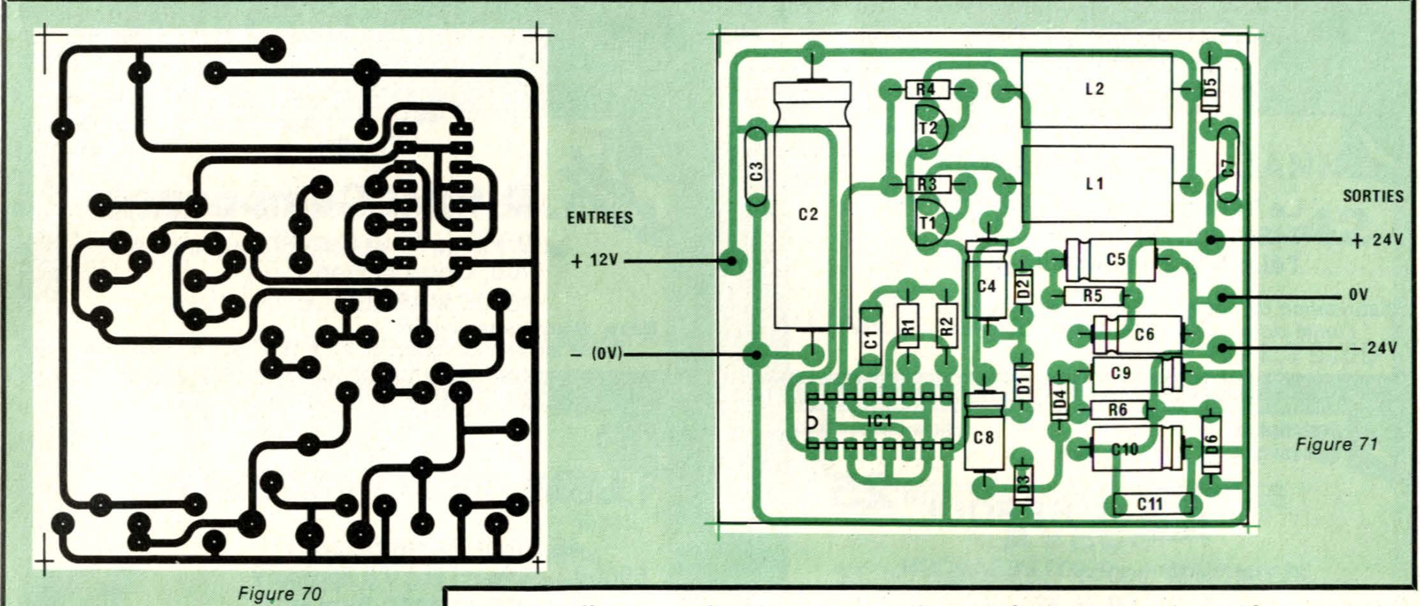


Figure 70

Figure 71

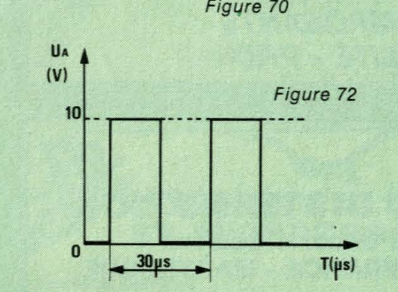


Figure 72

Convertisseur élévateur haute-tention. Entrée + 12 V. Sortie 100 V

Un tel convertisseur haute tension permettant d'obtenir une tension de sortie de + 100 V à partir de + 12 V à l'entrée est donné à la **figure 73**. Comme d'autres montages déjà étudiés, la réalisation proposée utilise un multivibrateur à 555 dont la fréquence de fonctionnement est régie par la valeur des composants RC.

Avec les valeurs données et C = 560 pF, la fréquence d'oscillation est de 60 kHz et il sera possible de diminuer celle-ci en choisissant pour C une valeur de 1 nF.

Les créneaux de sortie sont ensuite recueillis sur la broche 3 du 555 et attaquent la base d'un transistor de puissance par l'intermédiaire d'une cellule à diode/ capacité opérant un filtrage du signal émis. Le transistor de puissance est monté en émetteur-commun et son collecteur se trouve chargé par l'enroulement 9 V d'un transformateur 110/ 220/ 9 V monté en élévateur. Notons l'ensemble diode-zener connecté aux bornes de cet enroulement BT, destiné à limiter autant que faire se peut les pics de commutation.

Le transformateur étant un modèle des plus courant pouvant délivrer comme nous l'avons mentionné 9 V au secondaire, il faut cependant s'assurer pour cette réalisation que le primaire est bien prévu pour le secteur 110/ 220 V. En effet, en analysant la partie haute tension du schéma de la **figure 73** nous voyons de suite l'intérêt de cette bi-tension. En fait, le point 110 V du transformateur est pris comme référence 0 V et il s'ensuit qu'en utilisant un redressement bi-alternance des plus commun à deux diodes et transformateur à point milieu de 2 × 110 V, il va être tout à fait possible d'obtenir en sortie une tension redressée de même valeur.

Celle-ci est de prime abord filtrée par le condensateur électrochimique de 16 µF/ 500 V et nous obtenons à ses bornes une tension continue de 110 V.

Afin de limiter cette tension à 100 V, il a été prévu une stabilisation sommaire avec résistance limitatrice et zener de régulation. Pour en terminer avec l'étude de ce circuit, signalons à nos lecteurs que si la tension de sortie peut être flottante, comme le schéma de la **figure 73** le représente, il est tout à fait possible de relier le pôle négatif de l'alimentation au pôle négatif de la haute tension de sortie, l'isolement entre les deux parties étant assurée par le transformateur.

C. de MAURY

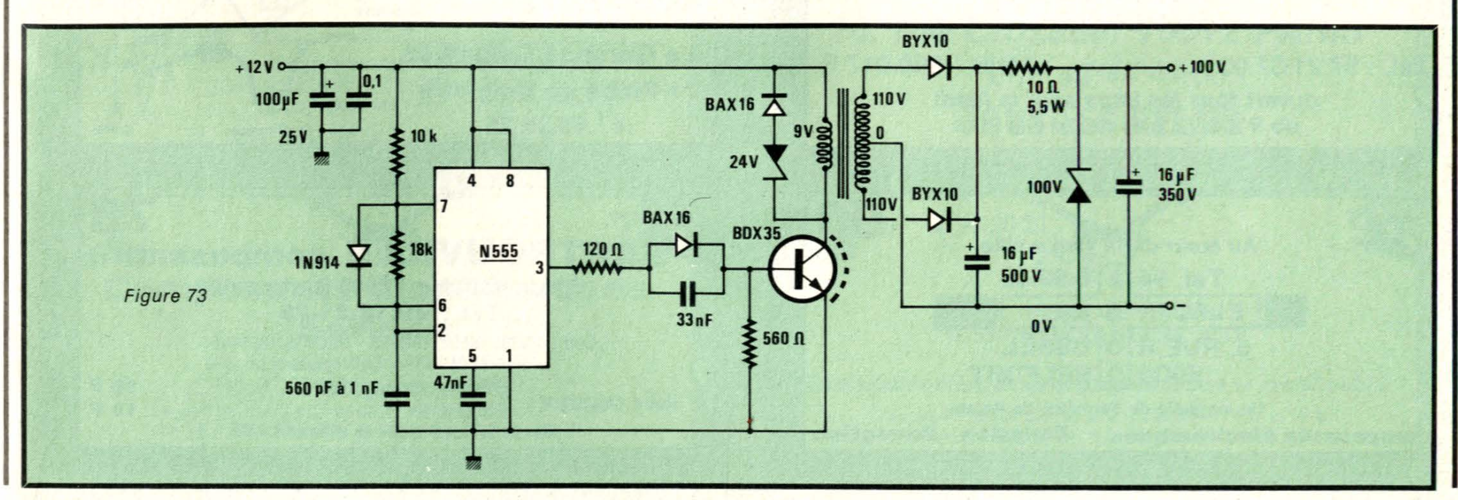


Figure 73